

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

FACULTE DU TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE
N° :.....



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE
FILIERE : ELECTRONIQUE
OPTION : SYSTÈMES DE TELECOMMUNICATIONS

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par: KHIREDDINE Hana

Intitulé

**Etude et conception d'un filtre RF ULB pour des
applications en télécommunications**

Soutenu devant le jury composé de:

Dr. BOUKHENNOUFA. N	Université de M'sila	Président
Dr. BAKHTI. H	Université de M'sila	Encadreur
Dr. BENTOUMI. M	Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2018 /2019

Remerciements

En préambule à ce mémoire nous remerciant ALLAH qui nous aide et nous donne la patience et le courage durant ces longues années d'étude.

Je tiens à remercier tout d'abord vivement à remercier sincèrement Monsieur, Dr. BAKHETI Haddi, professeur à l'université de M'sila, pour avoir assuré l'encadrement de ce travail. Sa disponibilité, son expérience, son savoir scientifique et ses qualités humaines ont été déterminants dans l'aboutissement de ce travail.

J'exprime également ma profonde reconnaissance aussi à remercier Monsieur, Dr. BENTOUMI Miloud, professeur à l'université de M'sila, qui m'as aide tout le temps

J'adresse mes remerciements les membres du jury, pour avoir accepté d'en faire partie, et pour leur lecture attentive et critique de l'ensemble de ce manuscrit.

Un grand remerciement au corps professoral et administratif de la Faculté des Sciences et technologie, pour la richesse et la qualité de leur enseignement et qui déploient de grands efforts pour assurer à leurs étudiants une formation actualisée.

Merci à ma famille qui m'a toujours soutenue, poussée vers l'avant et accompagnée tout au long de mon chemin.

Pour terminer, j'adresse ma profonde reconnaissance à toutes celles et tous ceux que je n'ai pas cités ici et qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

*A ces qui sont plus chers au monde parent ma
mère et mon père pour leur patience, leur
amour, leur soutien et leurs encouragements.
A mes frères Djamil, Malik ainsi que ma petite
sœur Hiba.*

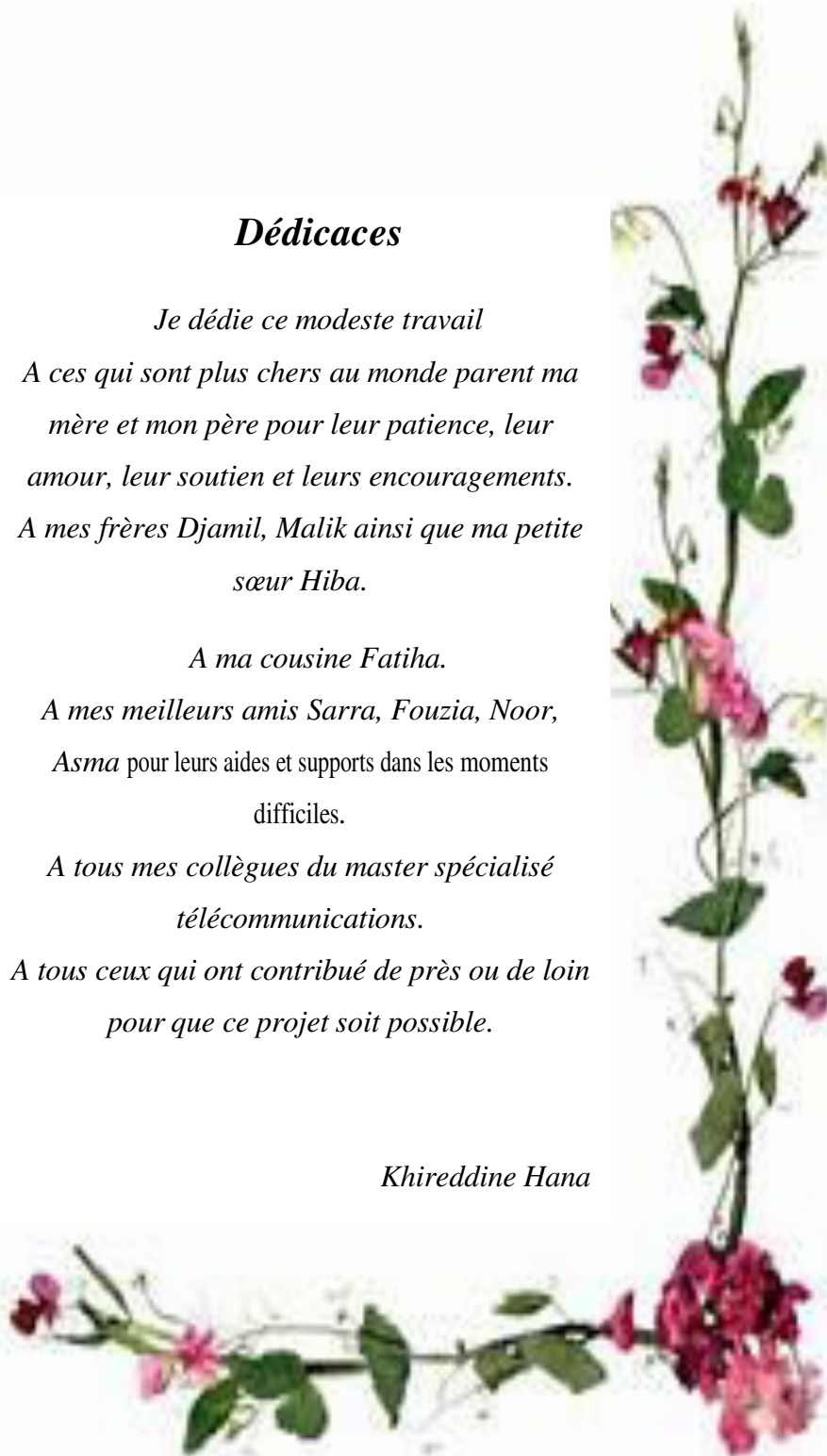
A ma cousine Fatiha.

*A mes meilleurs amis Sarra, Fouzia, Noor,
Asma pour leurs aides et supports dans les moments
difficiles.*

*A tous mes collègues du master spécialisé
télécommunications.*

*A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin
pour que ce projet soit possible.*

Khiredine Hana



Sommaire

Introduction générale

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I

Généralités sur les filtres

I.1 Introduction.....	4
I.2 Définition d'un filtre.....	4
I.3 Rôle du filtre.....	4
I.4 Fonction de transfert d'un filtre.....	5
I.5 Filtre passe-bas idéal.....	6
I.6 Théorie de filtrage.....	7
I.6.1 Classification des filtres.....	7
I.6.1.1 Leurs fonctions.....	9
I.6.1.2 Par gabarit.....	9
I.6.1.3 Par ordre.....	10
I.6.1.4 Actifs/Passifs.....	10
I.7 Types de filtre.....	10
I.7.1 Filtre passif.....	10
I.7.1.1 Filtre passe-bas du premier ordre.....	11
I.7.1.2 Filtre passe-haut du premier ordre.....	13
I.7.1.3 Filtre passe-bande.....	16
I.7.1.4 Filtre coupe-bande.....	19
I.7.2 Filtre actif.....	22
I.7.2.1 Avantages et inconvénients des filtres actifs.....	22
I.7.2.2 Filtre passe-bas actif.....	23
I.7.2.3 Filtre passe-bande actif de type Rauch.....	24
I.8 Conclusion.....	26

Chapitre II

Structures des filtres en hyperfréquences

II.1 Introduction.....	28
II.2 Filtres de cavité.....	28
II.2.1 Filtres de guide d'ondes en mode évanescent.....	28
II.2.2 Filtres à cavité couplée.....	31

II.2.3 Filtres à résonateur diélectrique	36
II.2.4 Filtres E-Plane	38
II.3 Filtres planaires.....	39
II.3.1 Filtres à éléments discrets	40
II.3.2 Filtres de lignes de transmission planaires.....	40
II.3.2.1 Filtres de lignes couplées	40
II.3.2.2 Filtres Interdigital et Pseudo-interdigital	41
II.3.2.3 Filtres à stub.....	43
II.3.2.4 Filtres résonateurs patch.....	45
II.4 Technologie du filtre planaire.....	46
II.4.1 Technologie Microstrip	46
II.4.2 Technologie coplanaire	47
II.4.3 Technologie de stripline de substrat en suspension.....	47
II.4.4 Technologie multicouche	48
II.5 Filtres actifs	49
II.6 Filtres de superconductivité ou HTS.....	50
II.7 Filtres de structure périodiques.....	51
II.8 Filtres à onde acoustique de surface (SAW).....	52
II.9 Filtres micro-usinés	54
II.10 Conclusion.....	55

Chapitre III

Structures des filtres en hyperfréquences

III.1 Introduction.....	57
III.2 Définition	57
III.3 Prise en main du logiciel.....	57
III.3.1 Les projets sous ADS	57
III.3.2 Conception d'un système sous ADS	59
III.3.3 Simulation.....	60
III.4 Exemple d'un filtre avec ADS	61
III.4.1 Création du projet	61
III.5 Principaux avantages d'ADS.....	64
III.6 Schéma du filtre avec les lignes de transmission.....	64
III.7 Masque de circuit (<i>Layout</i>).....	65
III.8 CST	66
III.8.1 Présentation du logiciel CST.....	66

III.8.1.1 Historiques.....	66
III.8.1.2 Modules de CST	67
III.8.1.3 Modules	68
III.8.1.4 Principales caractéristiques de logiciel CST.....	69
III.8.1.5 La méthode FIT utilisée par le logiciel CST.....	70
III.9 Exemple d'un projet en utilisant CST	71
III.9.1 Démarrer le logiciel.....	71
III.9.2 Aperçu de la structure de l'interface utilisateur	72
III.9.3 Créer le plan de masse.....	73
III.9.4 Créer un substrat diélectrique.....	73
III.9.5 Créer le filtre micro-ruban	74
III.9.6 Définir les ports.....	74
III.9.7 Simulation.....	75
III.9.8 Résultats	75
III.10 Conclusion	76

Chapitre IV

Conception et réalisation du filtre RF ULB

IV.1 Introduction	78
IV.2 Conception et réalisation du Filtre RF ULB.....	78
IV.2.1 filtre de base	78
IV.2.2 La réponse du filtre de base	79
IV.2.3 Première amélioration du filtre de base	79
IV.2.4 La réponse du filtre de la première amélioration du filtre de base.	79
IV.2.4.1 Première amélioration du filtre de base amélioré	80
IV.2.4.2 Réponse première amélioration du filtre de base amélioré.....	80
IV.2.4.3 La réponse du filtre après optimisation	81
IV.3 La géométrie du Filtre.....	83
IV.4 Etude comparatif.....	84
IV.5 Conclusion	85

Conclusion générale

Conclusion générale.....	87
--------------------------	----

Introduction général

Introduction générale

Au cours des premières années de développement des micro-ondes, « le guide d'ondes rectangulaire » était la structure dominante du guide d'ondes, parce qu'il est construit à l'aide des composants de haute qualité, cependant l'un des principaux inconvénients était sa bande passante étroite en raison de caractéristique de sa fréquence de coupure.

Plus tard, les chercheurs ont essayé de trouver des composants qui pourraient fournir une bande passante plus large et possibilité de miniaturisation, ils ont donc examiné d'autres types de guides d'ondes c'est le guide d'onde à crête « Bridge Waveguide », ce dernier a donné un pas dans cette direction, ayant une ou plusieurs crêtes longitudinales internes qui servent à augmenter la bande passante de la ligne de transmission en abaissant la fréquence de coupure [1].

La ligne coaxiale était très appropriée, car elle possédait un mode dominant TEM avec une fréquence de coupure nulle, fournissant deux caractéristiques importantes, ceux citées en haut. En outre, sa structure pose des difficultés de fabrication qui est coûteuse à réaliser. Pour tenter de les minimiser, le conducteur central de la ligne coaxiale a été compacté en une bande « strip » et le conducteur extérieur a été changé en boîte rectangulaire, puis équipé de connecteurs à utiliser avec une ligne coaxiale régulière [2]. À peu près à la même époque, Robert M. Barrett, qui travaillait pour le Centre de recherche de l'Air Force de Cambridge dans les années 1950, a pris un pas pour développer cette structure, il a enlevé complètement les faces latéraux et a étendu les faces supérieurs et inférieurs latéralement. Le résultat a été appelé ligne de transmission, ou Stripline [1]. Comme le câble coaxial, le Stripline est aussi non-dispersif, et n'a pas de fréquence de coupure. En outre, des différentes méthodes de modélisation ont été utilisées pour supporter le Stripline, mais, la région entre les deux plaques extérieures était remplie d'un seul diélectrique (matériau diélectrique ou l'air) [2].

Une modification qui a émergé presque dans le même temps impliquait le retrait de la plaque supérieure laissant seulement la bande et la plaque de fond avec une couche diélectrique entre eux pour supporter le Stripline. Cette structure a été nommée Microstrip.

Les premiers développements de micro-ruban « Microstrip » ont été faits peu de temps après l'apparition de l'article de Barrett, en 1952 par D.D. Grieg et H.F. Engelmann [2] dans les laboratoires fédéraux de télécommunications d'ITT, présenté comme une ligne de circuit imprimé concurrente.

Notre objectif principal dans cette étude est de concevoir un filtre RF ultra large bande (ULB)

avec la technique micro-ruban que nous avons vu utile à améliorer les performances des filtres RF en général. Dans ce mémoire, le plan est axé autour de quatre chapitres:

Dans le premier chapitre nous avons donné un panorama sur les filtres en citant des notions de bases de filtrage analogique et leurs utilisations ainsi les différents types des filtres utilisés couramment dans l'électronique et les systèmes de télécommunications.

Le deuxième chapitre est dédié à la présentation des conceptions des filtres RF avec leurs techniques en utilisant la technologie micro-ruban. Cette dernière offre une possibilité d'intégration très attractive surtout dans le domaine des télécommunications. Dans ce contexte l'effet des paramètres physiques sur un filtre micro-ruban et leurs influences sur les caractéristiques de ce dernier est éclairci tels que la bande passante, la fréquence de coupure, le taux d'ondulation dans la bande passante ainsi la variation de fréquence (en GHz) en fonction du gain (en dB) des deux coefficients S_{11} et S_{21} , respectivement de réflexion et de transmission ainsi que quelques techniques utilisées pour la miniaturisation.

Le troisième chapitre est réservé à la présentation des deux logiciels ADS et CST que nous l'avons utilisés pour la simulation de nos différents circuits. Un exemple de conception de filtre est illustré pour future utilisateurs.

Le quatrième chapitre sera consacré à l'étude, la conception, l'optimisation et les techniques de réglage (Tuning) d'un filtre passe-bande ULB. L'étude et la conception sont divulguées à travers le simulateur ADS.« Advanced Design System V.2019 » pour une application particulière dans la bande de réseau local sans fil (WLAN), on s'intéresse à atteindre la fréquence de fonctionnement du filtre ULB à une Bande WLAN. Les résultats obtenus seront comparés avec celle obtenus par un autre logiciel qui est le CST.

Nous terminerons par une conclusion générale retraçant les apports du travail présenté, ainsi que les différents problèmes rencontrés lors de l'élaboration de ce travail, sans oublier de souligné les perspectives envisagées.



Chapitre I

Généralités sur les filtres

I.1 Introduction

Les filtres sont des sous-systèmes essentiels dans une grande variété de systèmes électroniques. Les applications de filtrage sont innombrables. Ils sont utilisés pour la réduction du bruit, la démodulation, la détection de signal, le multiplexage, l'échantillonnage, le traitement du son et de la parole, adaptation de la ligne de transmission et le traitement de l'image. En pratique, aucun système électronique ne peut exister sans filtres. On les trouve généralement dans tous les domaines, en particulier dans les blocs d'alimentation aux téléphones portables et aux disques durs en passant par les haut-parleurs, les lecteurs MP3, et les connexions Internet à large bande [3].

Dans ce chapitre, nous présentons quelques définitions sur la nature des filtres, leurs caractéristiques, leurs rôles ainsi que leurs applications dans les systèmes électroniques en générale.

I.2 Définition d'un 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.).

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 [4].

Les filtres sont classés par type comme étant passe haut, passe bas, passe bande et coupe bande ou par technologies en étant passif, actif, analogique ou numérique. Les filtres passe-bas et passe-haut 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.

I.3 Rôle du filtre

Les filtres sont largement utilisés dans les circuits électroniques de traitement de signal. Ils sont particulièrement utilisés dans les systèmes de télécommunication et leur rôle est

fondamental puisqu'il s'agit d'éliminer toutes les composantes parasites du signal utile, qui peuvent être assimilées à un bruit.

Le bruit peut provenir de sources diverses : il peut être externe, apporté par le canal, ou interne, apporté par les éléments passifs et actifs constitutifs du système lui-même. Le rapport signal sur bruit (SNR) qui désigne la qualité d'une transmission d'information et qui définit également le rapport de la puissance du signal utile sur celle du bruit. Le SNR est donc un paramètre essentiel dans les systèmes. De plus, la séparation des parasites des signaux utiles est nécessaire car les signaux émis et reçus sont parasités les uns par rapport aux autres. Enfin, selon l'architecture retenue pour le système, l'apparition de fréquences parasites, dites images, est aussi un problème. Dans tous ces cas, on fait appel à des techniques de filtrage [5].

I.4 Fonction de transfert d'un filtre

Les filtres analogiques et numériques peuvent être considérés comme une "boîte noire". Les signaux entrent d'un côté de la boîte noire et sortent de l'autre côté. L'amplitude de la tension du signal de sortie (ou sa représentation numérique équivalente) dépend de la conception du filtre et de la fréquence du signal d'entrée appliquée.

La tension de sortie peut être trouvée mathématiquement en multipliant la tension d'entrée par la fonction de transfert, qui est une équation dépendante de la fréquence. et de sortie. La fonction de transfert est illustrée par la Figure (I.1) [6].

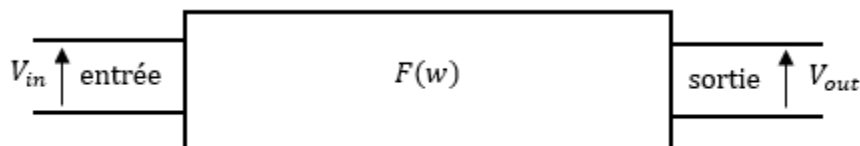


Fig. I.1 Fonction de transfert.

$$F(\omega) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (\text{I.1})$$

Où le filtre selon la valeur de la fréquence, va amplifier, atténuer, ou déphaser différemment les composantes spectrales d'un signal. Autrement dit, une fonction de transfert peut être établit en fonction de la pulsation ω , de la fréquence f , ou de la variable de Laplace p , avec $p = j\omega$, ou encore de la variable réduite x avec $x = \omega/\omega_c = f/f_c$, où ω_c et f_c représentent la pulsation ou la

fréquence de coupure. Le degré du dénominateur, toujours supérieur ou égal au degré du numérateur, définit l'ordre du filtre [7].

I.5 Filtre passe-bas idéal

Le filtre passe-bas idéal est un système de transmission idéal avec fonction de transfert:

$$H(j\omega) = \begin{cases} e^{-j\omega t_0} & \text{for } |\omega| \leq \omega_c \\ 0 & \text{for } |\omega| > \omega_c \end{cases}$$

Ou

$$H(j\omega) = e^{-j\omega t_0} [u(\omega + \omega_c) - u(\omega - \omega_c)] \quad (\text{I.2})$$

Fréquence ω_c est appelée fréquence de coupure. Pour le filtre passe-bas idéal, nous avons $|H(j\omega)| = 1$ Pour $|\omega| \leq \omega_c$ et $|H(j\omega)| = 0$ pour $|\omega| > \omega_c$. De plus, la phase est $\phi(\omega) \leq H(j\omega) = -\omega t_0$. Le gain constant permet à toutes les fréquences de $-\omega_c$ à $+\omega_c$ de passer avec le même gain alors que la phase linéaire assure que ces fréquences passent avec un retard constant à t_0 . Les fréquences avec $|\omega| > \omega_c$ sont complètement supprimés.

Les deux Figures (I.2) (a,b) et Figure (I.3) illustrent graphiquement les caractéristiques de gain et de phase et la réponse impulsionnelle du filtre passe-bas idéal [8].

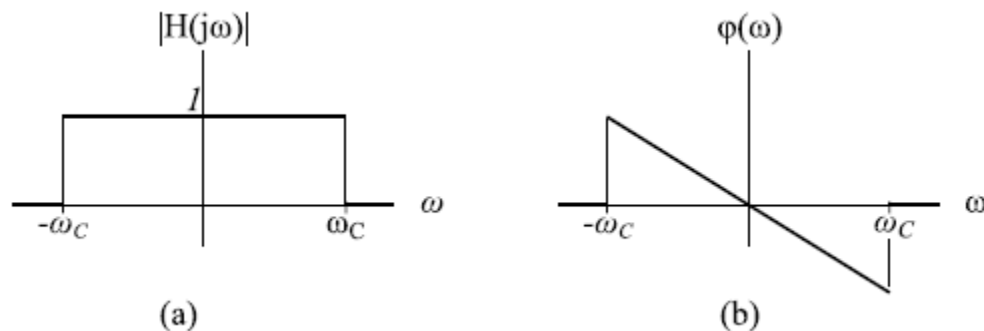


Fig. I.2 Caractéristiques idéales du filtre passe-bas.

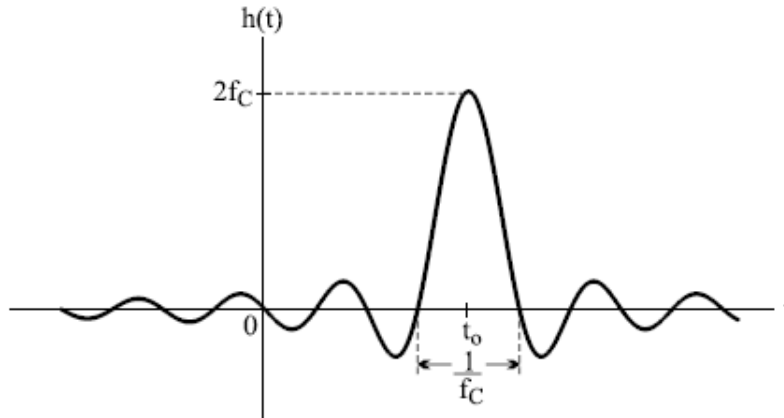


Fig. I.3 La réponse impulsionnelle du passe-bas idéal.

I.6 Théorie de filtrage

Le filtrage est l'action qui sert à éliminer ou sélectionner le signal sur une bande de fréquences. Autrement dit c'est l'action de séparer les composantes utiles (bande passante) des composantes parasites (bandes atténuées) dans le spectre d'un signal [5].

I.6.1 Classification des filtres

Selon le format des signaux d'entrée, de sortie et de fonctionnement interne, les filtres peuvent être classés en filtres analogiques ou numériques. Pour les filtres analogiques, les signaux de fonctionnement varient en tension et en courant, tandis que dans les filtres numériques, ils sont codés dans un format binaire et ils ont l'avantage de souplesse car on peut intervenir à modifier leurs programmes au fur et à mesure que les modèles mathématiques se développent [9].

➤ Filtres analogiques

Les filtres analogiques ont été inventés à l'origine pour une utilisation dans les récepteurs radio et les systèmes téléphoniques longue distance et continuent à être les composants les plus essentiels dans tous les types de systèmes de communication [9].

Les filtres analogiques peuvent être classés en fonction de leurs composants :

- Filtres RLC passifs sont réalisés à partir des éléments passifs (résistances, inductances, condensateurs).

- Filtres de cristal sont constitués de résonateur piézoélectrique qui peuvent être modélisée par des circuits résonnants.
- Filtres mécaniques qui sont constitués de résonateurs mécaniques et agit sur les vibrations mécaniques.
- Filtres hyperfréquences qui sont composés de résonateurs hyperfréquences et de cavités pouvant être représentées par des circuits résonnants.
- Filtres RC actifs qui comprennent des résistances, des condensateurs et des amplificateurs.
- Filtres à condensateur comprennent des résistances, des condensateurs, des amplificateurs et des commutateurs [10].

➤ Les Filtres numériques

Dans son sens le plus général, un filtre numérique est un système à temps discret invariant par décalage linéaire, réalisé à l'aide d'arithmétique en précision finie [11]. Il reçoit une entrée sous la forme d'un signal à temps discret et produit à nouveau une sortie sous la forme d'un signal à temps discret comme la Figure (I.4) montre [9]. Les filtres numériques les plus utilisées sont le FIR (Finit Impulse Response) et IIR (Infinit Impulse Responce) appelé également les filtres récursifs.

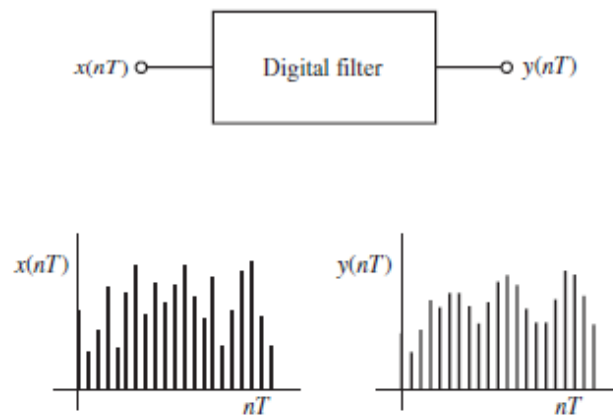


Fig. I.4 Le filtre numérique en tant que système à temps discret.

La conception des filtres numériques comporte trois étapes de base qui sont :

- La spécification des propriétés souhaitées du système.
- L'approximation de ces spécifications en utilisant un système causal à temps discret.
- La réalisation du système en arithmétique de précision finie.

Les filtres sont classifiés selon :

I.6.1.1 Leurs fonctions

On distingue quatre familles de filtres en fonction de la position de la bande passante et des bandes atténuées :

- Les filtres passe-bas Figure (I.5) (a) qui transmettent des signaux de fréquence inférieure à une certaine fréquence f_c (appelée fréquence de coupure).
- Les filtres passe-haut Figure (I.5) (b) qui transmettent des signaux de fréquence supérieure à la fréquence de coupure f_c .
- Les filtres passe bande Figure (I.5) (c) qui transmettent des signaux de fréquence comprise entre deux fréquences limites f_1 et f_2 .
- Les filtres coupe bande Figure (I.5) (d) qui sont les circuits duaux des filtres passe bande [12].

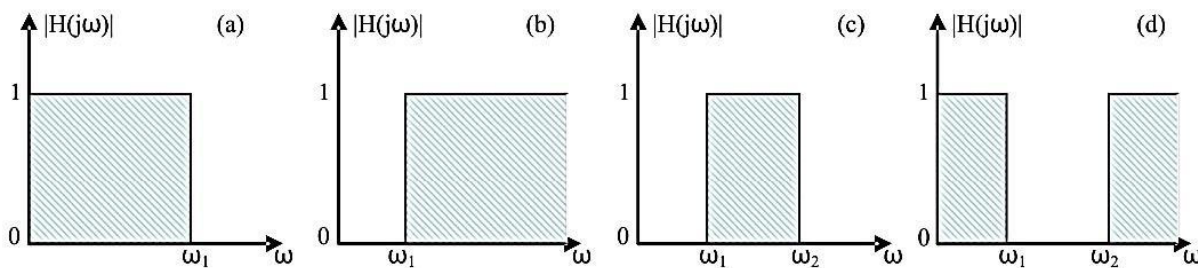


Fig. I.5 Gabarits des filtres idéaux : passe-bas (a), passe-haut (b), passe bande (c) et coupe bande (d).

I.6.1.2 Par gabarit

La connaissance du spectre de fréquences composant le signal utile permet de définir le gabarit du filtre idéal. Ainsi le dispositif filtrant est défini par son gabarit :

- 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 Chebychev, qui 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 [13].

Ci-dessous, un graphique comparant les réponses en amplitude des trois plus importants types de filtres :

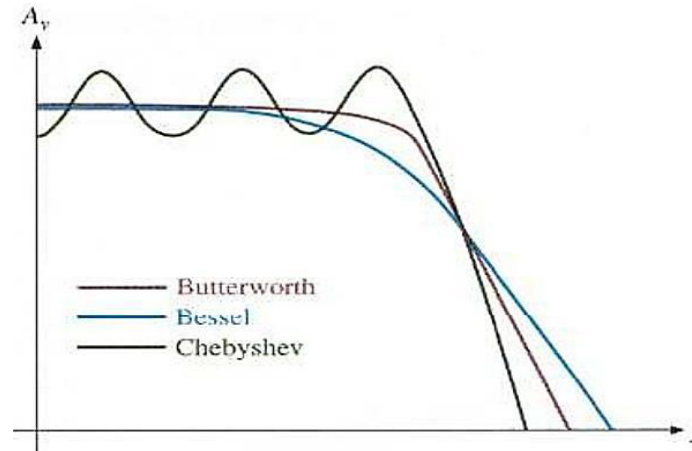


Fig. I.6 Graphique comparant les réponses en amplitude des trois plus importants types de filtres.

I.6.1.3 Par ordre

L'ordre du filtre détermine sa sélectivité, plus l'ordre est élevé plus le filtre est sélectif. 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 [11].

I.6.1.4 Actifs/Passifs

Selon que l'on fournisse ou non de l'énergie au filtre pour qu'il fonctionne, on dit que le filtre est soit "actif", soit "passif". Les filtres passifs n'utilisent que des résistances, des bobines et des capacités ; alors que les filtres actifs peuvent utiliser : des transistors, des amplis-op, etc. [11].

I.7 Types de filtres

I.7.1 Filtre passif

Un filtre passif se caractérise par l'usage exclusif de composants passifs (résistances, condensateurs, bobines couplées ou non). Par conséquent, leur gain (rapport de puissance entre la sortie et l'entrée) ne peut excéder le un. Autrement dit, ils atténuent différemment le signal, selon la bande fréquentielle souhaitée.

Les filtres passifs peuvent traiter des courants importants. Ils sont rarement sujets à des phénomènes de saturation, sauf s'ils comportent des bobines avec noyau.

De plus, les filtres passifs ne consomment pas d'énergie, ce qui est un avantage pour certains systèmes à basse consommation [13].

I.7.1.1 Filtre passe-bas du premier ordre

a- Fonction de transfert

Afin d'élaborer la fonction de transfert d'un filtre passe bas du premier ordre un exemple est divulgué.

Soit le circuit RC de la Figure (I.7). Où la tension de sortie V_s est déduite à partir de la règle d'un diviseur de tension :

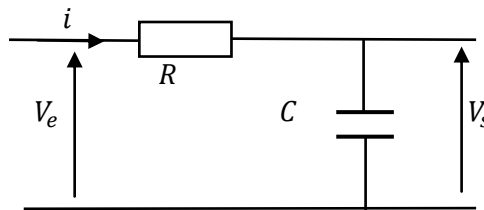


Fig. I.7 Filtre passe bas passif

On pose

$$Z_C = \frac{1}{jC\omega}$$

Pour calculer la fonction de transfert nous avons :

$$V_e = (R + Z_C)i$$

Et

$$V_s = Z_C i$$

Alors, le rapport de la tension de sortie et celle de l'entrée est :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{Z_C}{R + Z_C} = \frac{\frac{1}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{1}{1 + jRC\omega}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + jRC\omega}$$

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + jRC\omega}$$

Nous pouvons obtenir le résultat directement en appliquant le diviseur de tension sans le passage par ces différentes étapes.

$$V_s = \frac{Z_C}{R + Z_C} V_e = \frac{\frac{1}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}} V_e = \frac{1}{1 + jRC\omega} V_e$$

Alors

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + jRC\omega}$$

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + jRC\omega} \quad (\text{I.3})$$

Le module de la transmittance ou bien le gain en tension deviendra

$$|H(\omega)| = \left| \frac{1}{1 + jRC\omega} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \quad (\text{I.4})$$

Où

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

ω_0 est la fréquence de coupure du filtre.

b- Diagramme de Bode du gain

$$G(\omega)/\text{dB} = 20\text{Log}_{10}|H(\omega)| = 20\text{Log}_{10}\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}\right) = -10\text{Log}_{10}\left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right) \quad (\text{I.5})$$

$$\varphi = -\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad (\text{I.6})$$

c- Détermination du gain à la fréquence de coupure

A la fréquence de coupure le gain peut être calculé comme suit

$$H(\omega_0) = \frac{H_{\max}}{\sqrt{2}} \quad (\text{I.7})$$

$$H_{\max} = H(\omega \rightarrow 0) = 1$$

$$\Rightarrow \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

D'où

$$\frac{\omega}{\omega_0} = 1 \Rightarrow \omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Lorsque $\omega = \omega_0$ le $|H(\omega)|$ décroît de -3dB.

d- Etude aux limites

Quand la pulsation ω tend vers zéro, le gain G tend vers zéro et l'argument φ tend vers zéro.

Lorsque ω tend vers l'infini, G tend vers $-\infty$ et φ tend vers $-\pi/2$. Et pour $\omega = \omega_c$; $G = -3\text{dB}$ et $\varphi = -\pi/4$.

e- Détermination des asymptotes aux courbes $G(\omega)$ et $\varphi(\omega)$

Pour $\omega \ll \omega_0$; $G(\omega) \cong 0 \text{ dB}$ et $\varphi(\omega) \cong 0$

Pour $\omega \gg \omega_0$, $G(\omega) \cong -20\text{Log}\frac{\omega}{\omega_0}$. Cette droite asymptotique décroît en fonction de la pulsation avec une pente de -20dB/décade . Elle passe par le point $(\omega_0, 0)$. et $\varphi(\omega) \cong -\pi/2$.

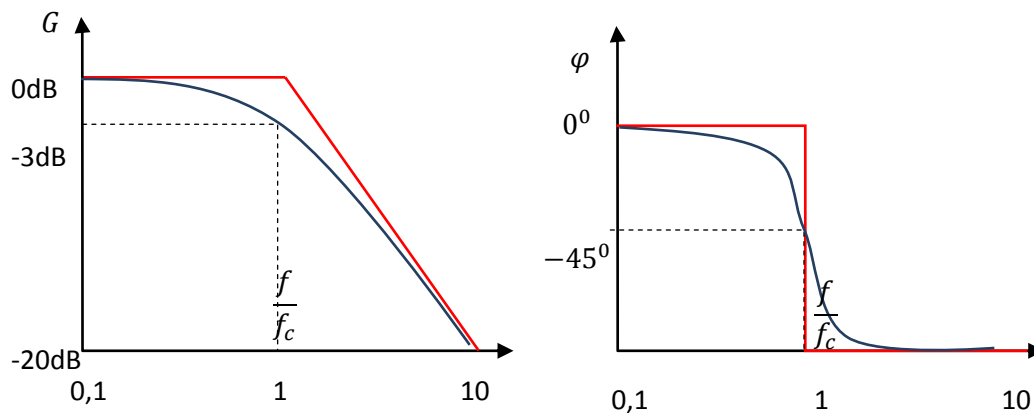


Fig. I.8 Représentation du gain et de la phase dans le plan de Bode d'un filtre passe bas.

1.7.1.2 Filtre passe-haut du premier ordre

a- Fonction de transfert

Un filtre passe haut est pratiquement le même circuit que précédemment avec l'inversement de l'emplacement de la résistance et de la capacité.

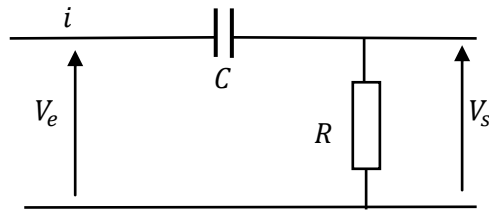


Fig I.9. Filtre passe haut passif.

On pose

$$Z_C = \frac{1}{jC\omega}$$

Pour calculer la fonction de transfert nous avons :

$$V_e = (R + Z_C)i$$

Et

$$V_s = Ri$$

Alors, le rapport nous donne :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R}{R + Z_C} = \frac{R}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega}$$

$$H(\omega) = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} \quad (\text{I.8})$$

De la même manière, on peut appliquer le diviseur de tension tous simplement on aura

$$V_s = \frac{R}{R + Z_C} V_e = \frac{R}{R + \frac{1}{jC\omega}} V_e = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} V_e$$

Alors

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega}$$

$$H(\omega) = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega}$$

$$H(\omega) = \frac{j\frac{\omega}{\omega_0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (\text{I.9})$$

Le module de la transmittance ou bien le gain en tension est

$$|H(\omega)| = \left| \frac{j\frac{\omega}{\omega_0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \quad (\text{I.10})$$

Avec

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

b- Diagramme de Bode du gain

$$\begin{aligned} G(\omega) &= 20\text{Log}_{10}|H(\omega)| = -20\text{Log}_{10}\left(\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}\right)^{1/2} \\ &= -10\text{Log}_{10}\left(1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2\right) \end{aligned} \quad (\text{I.11})$$

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right) \quad (\text{I.12})$$

c- Détermination du gain à la fréquence de coupure

La pulsation de coupure peut être calculée comme suit

$$H(\omega_c) = \frac{H_{\max}}{\sqrt{2}} \quad (\text{I.13})$$

$$H_{\max} = H(\omega \rightarrow 0) = 1$$

$$\Rightarrow \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_0}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

D'où

$$\frac{\omega_c}{\omega_0} = 1 \Rightarrow \omega_c = \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

d- Etude aux limites

Quand la pulsation ω tend vers zéro, le gain G tend vers $-\infty$ et l'argument φ tend vers $\pi/2$. Et lorsque ω tend vers l'infini, G tend vers 0 et φ tend vers 0. Et pour $\omega = \omega_c$; $G = -3\text{dB}$ et $\varphi = \pi/4$.

e- Détermination des asymptotes aux courbes $G(\omega)$ et $\varphi(\omega)$

Pour $\omega \ll \omega_0$; $G(\omega) \cong 0 \text{ dB}$ et $\varphi(\omega) \cong 0$

Pour $\omega \gg \omega_0$; $G(\omega) \cong 20\text{Log} \frac{\omega_0}{\omega}$ Cette droite asymptotique décroît en fonction de la pulsation avec une pente de -20dB/décade . Elle passe par le point $(\omega_0, 0)$. et $\varphi(\omega) \cong -\pi/2$.

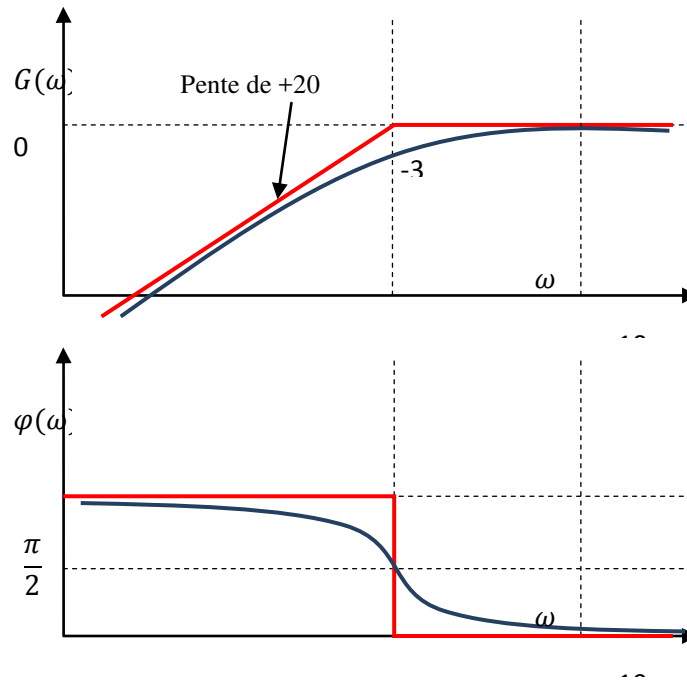


Fig. I.10 Représentation du gain et de phase dans le plan de Bode d'un filtre passe haut.

I.7.1.3 Filtre passe-bande

Pour ce type de filtre on adopte le circuit RLC série où la sortie est prise entre les bornes de la résistance la Figure (I.11).

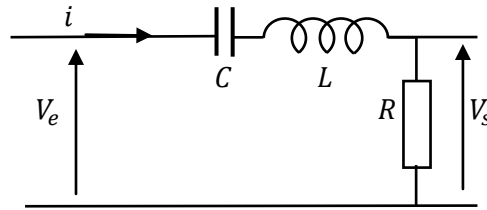


Fig. I.11 Filtre passe bande passif.

Vu que la capacité se comporte comme un circuit ouvert aux basses fréquences, aucun courant ne circule dans la résistance. Par contre aux hautes fréquences c'est l'inductance qui se comporte comme un circuit ouvert et par conséquent la résistance n'est traversée par aucun courant. Donc le transfert de l'énergie depuis l'entrée à la sortie se fait entre les hautes et basses fréquences. A une certaine fréquence, l'impédance de la capacité (qui est négative) annule l'impédance de l'inductance, l'amplitude de la fonction de transfert est réelle, et la tension de la sortie est la même que celle de l'entrée.

On pose

$$Z_C = \frac{1}{jC\omega}$$

Et

$$Z_L = jL\omega$$

Pour calculer la fonction de transfert nous avons :

$$V_e = (R + Z_C + Z_L)i$$

Et

$$V_s = Ri$$

Alors, le rapport nous donne :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R}{R + Z_C + Z_L} = \frac{R}{R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{jRC\omega}{1 + jLC\omega^2 + jRC\omega} = \frac{1}{1 + j\left(\frac{L}{R}\omega - \frac{1}{RC\omega}\right)}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + j\left(\frac{L}{R}\omega - \frac{1}{RC\omega}\right)} = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

$$H(\omega) = \frac{1}{1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad (\text{I.14})$$

Avec

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{et} \quad Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Le module de la transmittance ou bien le gain en tension est

$$|H(\omega)| = \left| \frac{1}{1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \quad (\text{I.15})$$

e- Diagramme de Bode du gain

$$G(\omega) = 20\text{Log}_{10}H(\omega) = 20\text{Log}_{10} \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} = -10\text{Log}_{10} \left(1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right) \quad (\text{I.16})$$

$$\varphi(\omega) = -\arctan Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (\text{I.17})$$

d- Détermination du gain à la fréquence de coupure

Les pulsations de coupure, ou plus particulièrement les fréquences de coupures peuvent être obtenues à partir de la résolution de l'équation :

$$H(\omega_c) = \frac{H_{\max}}{\sqrt{2}}$$

$$H_{\max} = H(\omega \rightarrow 0) = 1$$

$$\Rightarrow \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

D'où les deux pulsations de coupures sont :

$$\omega_{c1} = -\frac{R}{2L} + \sqrt{\frac{1}{LC} + \left(\frac{R}{2L}\right)^2} ; \omega_{c2} = +\frac{R}{2L} + \sqrt{\frac{1}{LC} + \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

f- Largeur de la bande du filtre

La largeur de la bande passante du filtre est la différence entre les deux fréquences latérales ω_{c1} et ω_{c2} :

$$\beta = \omega_{c1} - \omega_{c2} = \frac{R}{L}$$

La réponse d'un filtre passe bande est illustrée par la Figure (I.12).

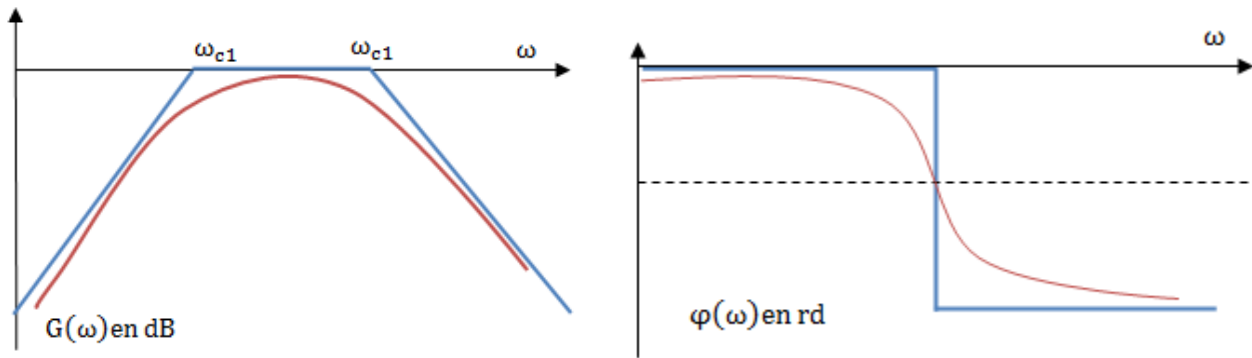


Fig. I.12 Réponse d'un filtre passe-bande.

g- Etude aux limites

Quand la pulsation ω tend vers zéro, le gain G tend vers zéro et l'argument φ tend vers zéro.

Et lorsque ω tend vers l'infini, G tend vers $-\infty$ et φ tend vers $-\pi/2$. Et pour $\omega = \omega_c$; $G = -3\text{dB}$ et $\varphi = -\pi/4$.

h- Détermination des asymptotes aux courbes $G(\omega)$ et $\varphi(\omega)$

Pour $\omega \ll \omega_0$; $G(\omega) \cong 0 \text{ dB}$ et $\varphi(\omega) \cong 0$

Pour $\omega \gg \omega_0$; $G(\omega) \cong 20\text{Log} \frac{\omega_0}{\omega}$ Cette droite asymptotique décroît en fonction de la pulsation avec une pente de -20dB/décade . Elle passe par le point $(\omega_0, 0)$. et $\varphi(\omega) \cong -\pi/2$.

I.7.1.4 Filtre coupe-bande

On reprend le même circuit RLC série du filtre précédent mais la sortie cette fois est prise aux bornes de l'inductance et la capacité en série figure (I.13).

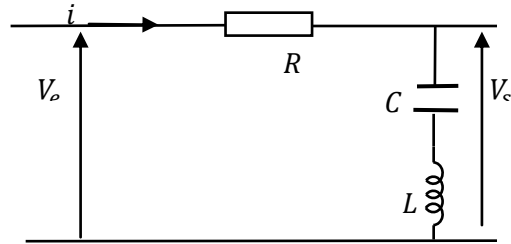


Fig. I.13 Filtre coupe bande passif

a- Principe de fonctionnement

La capacité se comporte comme un circuit ouvert ; aux basses fréquences, par conséquent la tension de sortie est la même que celle de l'entrée. Aux hautes fréquences : C'est l'inductance qui se comporte comme un circuit ouvert, et la sortie est la même que l'entrée. A la fréquence de résonance, l'impédance de l'inductance annule l'impédance de la capacité mutuellement, et donc il n'y a que l'effet de la résistance.

La fonction de transfert de ce circuit est obtenue par l'analyse de schéma électrique comme suit :

On pose

$$Z_C = \frac{1}{jC\omega} \quad \text{Et} \quad Z_L = jL\omega$$

Pour calculer la fonction de transfert nous avons :

$$V_e = (R + Z_C + Z_L)i$$

Et

$$V_s = (Z_C + Z_L)i$$

Alors, le rapport nous donne :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{(Z_C + Z_L)}{R + Z_C + Z_L} = \frac{jL\omega + \frac{1}{jC\omega}}{R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{\frac{1}{LC} - \omega^2}{\frac{1}{LC} - \omega^2 + j\frac{R}{L}\omega}$$

$$H(\omega) = \frac{\frac{1}{LC} - \omega^2}{\frac{1}{LC} - \omega^2 + j\frac{R}{L}\omega} \quad (\text{I.18})$$

Le module de la transmittance ou bien le gain en tension va être

$$|H(\omega)| = \left| \frac{\frac{1}{LC} - \omega^2}{\frac{1}{LC} - \omega^2 + j\frac{R}{L}\omega} \right| = \frac{\left| \frac{1}{LC} - \omega^2 \right|}{\sqrt{\left(\frac{1}{LC} - \omega^2\right)^2 + \left(\frac{R}{L}\omega\right)^2}} \quad (\text{I.19})$$

$$\varphi(\omega) = -\arctan Q\left(\frac{R}{L}\omega\right) \quad (\text{I.20})$$

b- Diagramme de Bode du gain

$$G(\omega) = 20\text{Log}_{10}H(\omega) = 20\text{Log}_{10} \frac{\left| \frac{1}{LC} - \omega^2 \right|}{\sqrt{\left(\frac{1}{LC} - \omega^2\right)^2 + \left(\frac{R}{L}\omega\right)^2}}$$

Nous avons représenté le gain (dB) et la phase en fonction de ω dans le plan de Bode par la Figure (I.14).

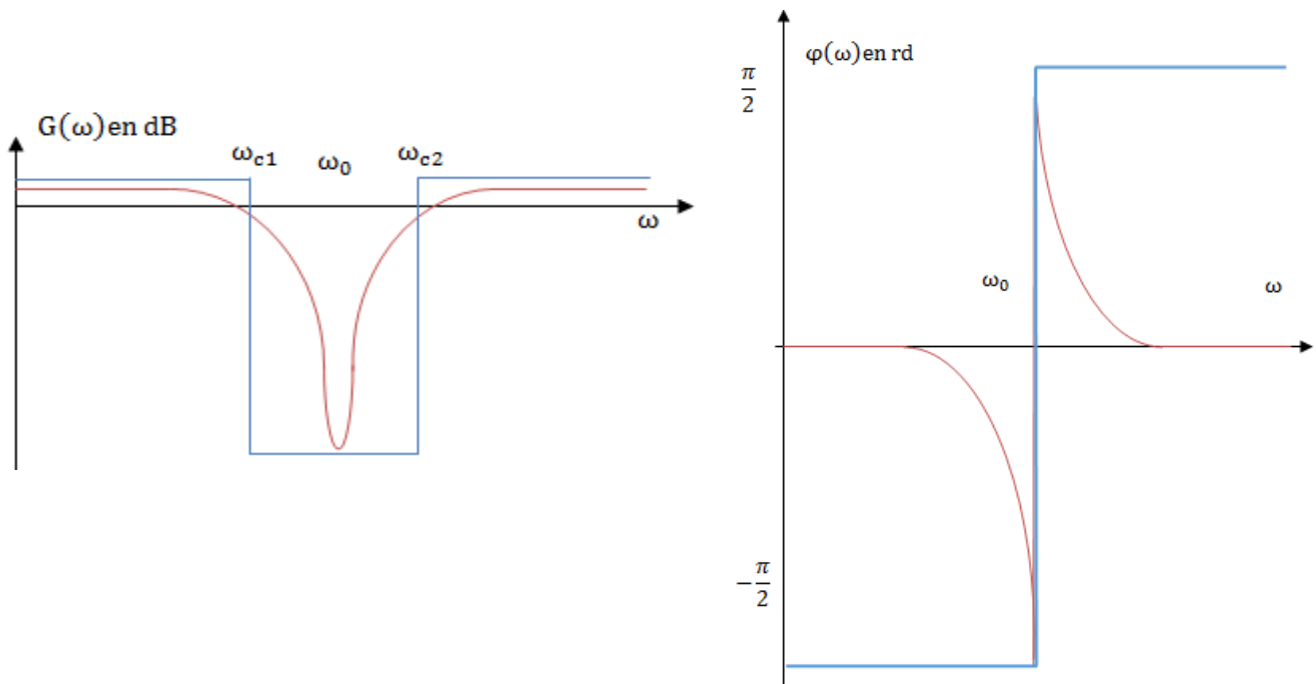


Fig. I.14 Réponse d'un filtre passe-bande

c- Etude aux limites

Quand la pulsation ω tend vers zéro, le gain G tend vers zéro et l'argument φ tend vers zéro.

Et lorsque ω tend vers l'infini, G tend vers $-\infty$ et φ tend vers $-\pi/2$. Et pour $\omega = \omega_C$; $G = -3\text{dB}$ et $\varphi = -\pi/4$.

d- Détermination des asymptotes aux courbes $G(\omega)$ et $\varphi(\omega)$

Pour $\omega \ll \omega_0$; $G(\omega) \cong 0 \text{ dB}$ et $\varphi(\omega) \cong 0$

Pour $\omega \gg \omega_0$; $G(\omega) \cong 20\text{Log} \frac{\omega_0}{\omega}$ Cette droite asymptotique décroît en fonction de la pulsation avec une pente de -20dB/décade . Elle passe par le point $(\omega_0, 0)$. et $\varphi(\omega) \cong -\pi/2$.

I.7.2 Filtre actif

Le filtre actif utilise au moins un composant actif tel que (transistor, amplificateur opérationnel, ou autre circuit intégré analogique). Il s'agit essentiellement d'un circuit amplificateur dont la réponse en fréquence est réglée par les éléments déphaseurs aussi bien dans le circuit direct que dans la contre réaction. En conséquence, ils peuvent avoir un gain total supérieur à 1. Ils peuvent aussi bien amplifier certaines fréquences que les atténuer.

Le filtre actif convient bien aux signaux de faible amplitude et de faible puissance. Il est donc largement utilisé dans les amplificateurs audio et instruments électroniques de toutes sortes [14].

I.7.2.1 Avantages et inconvénients des filtres actifs

Chaque technologie de filtre offre un ensemble unique d'avantages et inconvénients qui en font une solution presque idéale à certains problèmes de filtrage et complètement inacceptable dans d'autres applications.

Voici un bref aperçu des différences les plus importantes entre les filtres passifs et actifs :

On peut utiliser les AOP pour remplacer les bobines des filtres passifs, En effet, les bobines de qualité sont difficiles à fabriquer, occupent de la place, sont comparativement lourds, et ne sont pas compatibles avec les technologies standards de fabrication des circuits intégrés avantage des filtres actifs en termes de cout, taille et poids.

En raison entre autre de la diminution de gain en boucle ouverte des AOP à hautes fréquences l'utilisation des filtres actifs est limitée aux fréquences de l'ordre du MHz au plus (ex. application audio, instrumentation, etc.). Au-delà, on utilise de nouveau les circuits passifs RLC, et les

bobines sont ailleurs plus faciles à intégrer (plus petites) aux hautes fréquences [14].

I.7.2.2 Filtre passe-bas actif

Un filtre passe-bas actif est équipé essentiellement d'un amplificateur opérationnel alimenté par une tension symétrique et des composants passifs pour assurer la contre réaction. Un exemple démonstratif donné par la Figure (1.15) illustre ce type de filtre. Nous avons alimenté l'AOP par une tension continue de $\pm 12V$. Afin de garder une symétrie nous avons opté à des valeurs de résistances ($R_1 = R_2 = 1K$) et un condensateur de valeur $C = 2n$. L'amplificateur que nous avons choisi est de type UA741 [14].

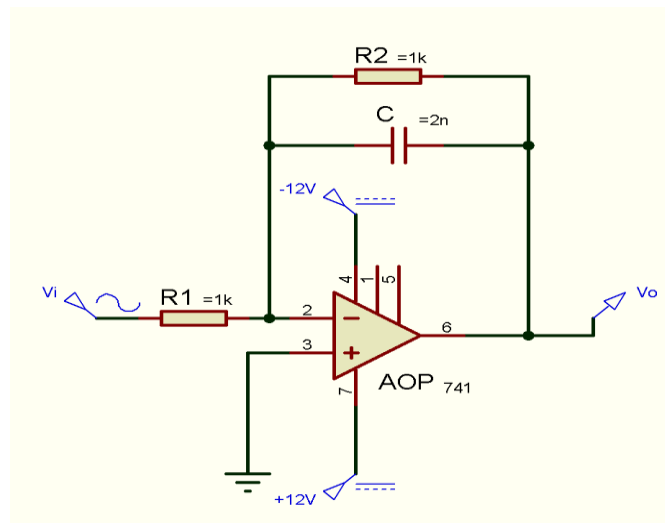


Fig. I.15 Filtre passe-bas actif.

La fonction de transfert de ce filtre s'exprime par :

$$H(j\omega) = \frac{v_0(j\omega)}{v_1(j\omega)}$$

$$v_0(j\omega) = -\frac{R_2}{1 + j\omega CR_2} \times I \quad (\text{A})$$

$$v_1(j\omega) = R_1 \times I \quad (\text{B})$$

En injectant (B) dans (A) nous obtenons :

$$v_0(j\omega) = -\frac{R_2}{1 + j\omega CR_2} \times \frac{v_1(j\omega)}{R_1}$$

Par conséquent la fonction de transfert de ce type de filtre deviendra :

$$H(j\omega) = H_0 \frac{1}{1+j\omega\tau} \quad (\text{I.21})$$

$$\text{Ou } H_0 = -\frac{R_2}{R_1} \text{ et } \tau = R_2 C$$

La fréquence de coupure $f_c = \frac{1}{2\pi\tau}$

En faisant les calculs de la fréquence de coupure, nous avons obtenu approximativement $f_c = 80\text{KHz}$.

La réponse en fréquence de ce filtre est donnée par la Figure (I.16) ci-dessous :

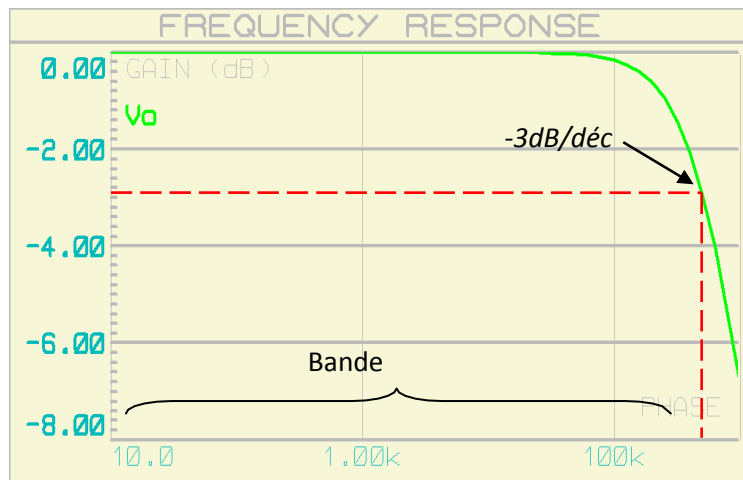


Fig. I.16 Réponse fréquentielle du filtre passe-bas actif.

Remarque : En analysant la réponse fréquentielle du filtre, nous constatons que la fréquence de coupure se situe à une valeur supérieure à 100KHz, différente de celle qu'on calculée cela est dû à ce que ce type d'AOPs (741) nécessitent une compensation en fréquence.

I.7.2.3 Filtre passe-bande actif de type Rauch

Un exemple illustratif d'un filtre passe bande de type Rauch est montré dans la Figure (I.17).

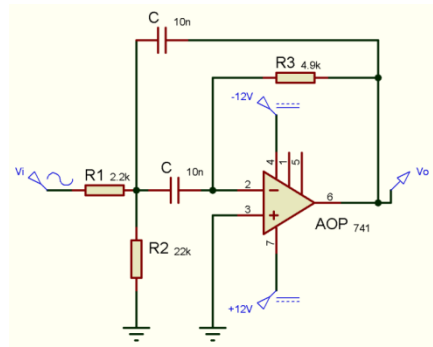


Fig. I.17 Filtre passe-bande de type Rauch.

La fonction de transfert $H(p)$ se traduit selon l'équation suivante :

$$H(P) = \frac{v_0}{v_i} = \frac{-C^2 R_1 R_2 P^2}{1 + 3R_1 C P + C^2 R_1 R_2 P^2} \tag{I.22}$$

$$\text{Ou } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2}} \quad \text{et} \quad q = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

Et sa fréquence de coupure est donnée par : $f_c = \frac{1}{2\pi c \sqrt{R_1 R_2}}$

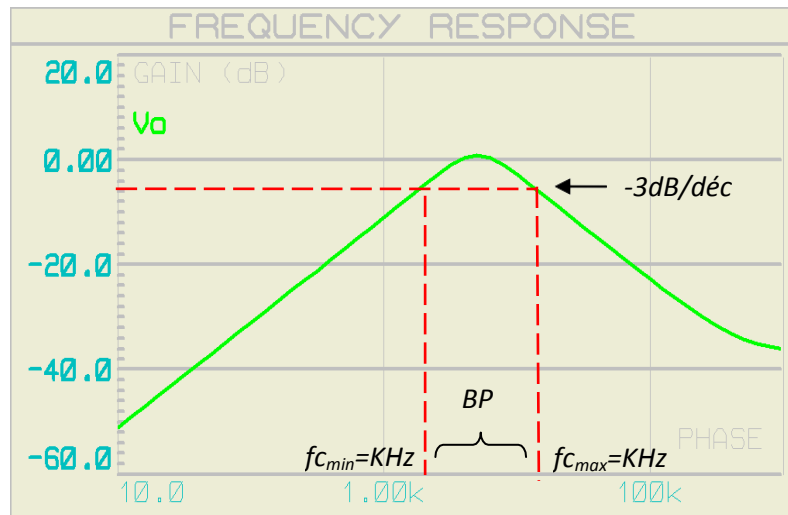


Fig. I.18 Réponse fréquentielle du filtre passe-bande de type Rauch.

I.8 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous nous sommes intéressés au filtrage analogique, qui constitue une fonction essentielle dans l'électronique et les systèmes de télécommunications. Après une brève présentation des filtres et leurs rôles, nous avons présenté la réponse fréquentielle des différents types de filtre selon leurs caractéristiques et applications. Nous avons également explicité les avantages et inconvénients de ces filtres.

Le chapitre suivant, est dédié à la présentation des conceptions des filtres RF avec leurs techniques en utilisant la technologie micro-ruban. Cette dernière offre une possibilité d'intégration très attractive surtout dans le domaine des télécommunications.

Chapitre II

Structures des filtres en hyperfréquences

II.1 Introduction

Les filtres hyperfréquences jouent un rôle très important dans les applications radar (civiles et militaire). La Seconde Guerre mondiale et l'invention du radar ont grandement contribué au développement de filtres hyperfréquences, en particulier pour le développement de filtres à guides d'ondes et coaxiaux. La radiométrie (mesure du rayonnement électromagnétique) est une autre application dans laquelle les filtres à micro-ondes sont prépondérants [15].

Dans ce chapitre, nous présentons une étude des technologies et techniques les plus importantes utilisées pour le développement de filtres hyperfréquence. Ces technologies et les techniques associées sont divisées en deux catégories principales: La première est basée sur des guides d'ondes et la seconde se base sur des structures planaires.

II.2 Filtres de cavité

Les filtres à cavité sont utilisés pour leurs excellentes performances électriques. Ils peuvent fournir des facteurs de qualité très élevés (facteurs Q), et il est possible de concevoir des filtres à des faibles pertes d'insertion. De plus, en raison des distances rencontrées dans les communications par satellite, les filtres de transmission terrestres doivent pouvoir traiter des grands niveaux de puissance. Les filtres à cavité peuvent prendre en charge ces exigences de puissance élevée.

Il existe plusieurs types de filtres à cavité: les filtres à guide d'onde évanescent, filtres à cavité couplés, filtres à résonateur diélectrique et filtres à plan E (plan du champ électrique). Ceux-ci sont décrits en détail ci-dessous [15].

II.2.1 Filtres de guide d'ondes en mode évanescent

Théoriquement, dans un guide d'ondes il existe une multitude de modes de propagation qui satisfont les équations de Maxwell. Cependant, certains de ces modes seront fortement atténués après une courte distance à l'intérieur du guide d'ondes, dépendamment de la fréquence, cela se produira pour les fréquences inférieures à la fréquence de coupure associée, à un mode de propagation. Pour les filtres monomodes, un seul mode de propagation est utilisé.

La solution la plus simple consiste à utiliser le mode ayant la fréquence de coupure la plus basse (le mode fondamental). Pour ces raisons, il faut choisir un guide d'onde ayant une fréquence de coupure du mode fondamental inférieur à la bande de fréquence utile (bande

passante du filtre) et la fréquence de coupure du second mode est au dessus de ce groupe. Malheureusement, les dimensions d'un guide d'ondes sont inversement proportionnelles à la fréquence de coupure, et le mode fondamental a le plus bas fréquence de coupure.

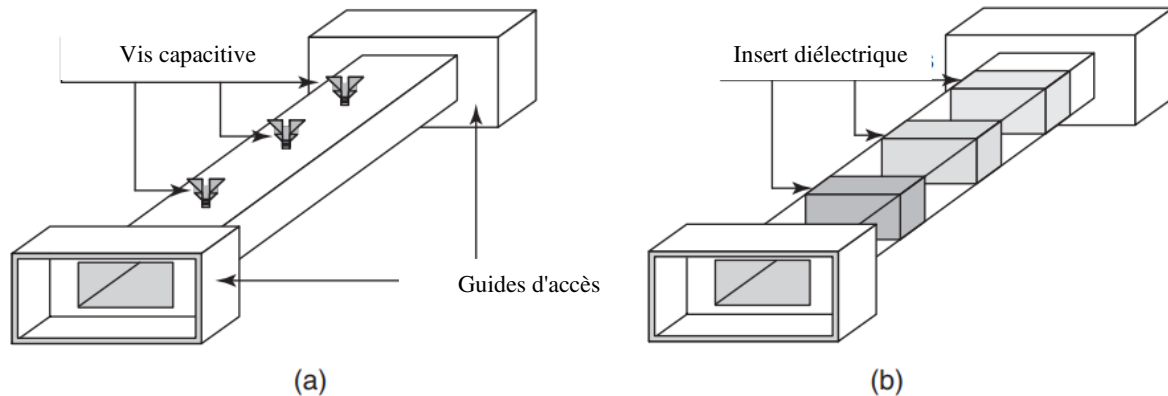


Fig. II.1 Filtres de guides d'ondes en mode évanescent: (a) avec vis capacitives; (b) avec des inserts diélectriques.

Dans les filtres à guide d'ondes en mode évanescent, les dimensions du guide d'ondes peuvent être réduites en assouplissant les exigences de fréquence de coupure. Dans ce cas, tous les modes de propagation peuvent être évanescents et leur amplitude décroît exponentiellement avec la distance parcourue à l'intérieur du guide d'onde.

Pour obtenir les caractéristiques de filtrage, les éléments capacitifs sont placés à des emplacements très spécifiques à l'intérieur d'un guide d'ondes en mode évanescent. En pratique, les caractéristiques de filtrage ne sont définies que pour le mode fondamental, car on suppose que tous les modes d'ordre supérieur disparaîtront ou seront grandement atténués entre ces éléments capacitifs, à l'intérieur des éléments capacitifs, seul le mode fondamental se propage et est donc le seul mode qui reste dans l'ensemble de la structure.

L'un des premiers modèles de filtres à guide d'ondes en mode évanescent a été proposé par Craven et Mok [16] en 1971. Le filtre est constitué d'un guide d'ondes en mode évanescent et de vis capacitives, comme illustré à la Figure (II.1) (a), un ensemble de formules fournit l'ordre de grandeur nécessaire pour les éléments capacitifs à partir desquels la taille des vis peut être définie.

Il indique également les positions auxquelles les vis doivent être insérées. Malheureusement, il ne fournit pas la profondeur à laquelle les vis doivent être insérées. Cela doit être fait en utilisant une technique de réglage manuel une fois que le filtre est construit. La méthode

fournit de bons résultats pour les filtres avec des largeurs de bande relatives allant jusqu'à 20%. En 1977 et 1983, Snyder [17,18] a étendu la technique pour concevoir de filtres avec des largeurs de bande plus grandes (jusqu'à une octave) en utilisant une représentation de la structure par des admittances, qui incluait la dépendance en fréquence avec ces derniers.

En 1984, Shih et Gray [19] ont proposé de remplacer les vis capacitives par l'insertion des diélectriques, comme illustré à la Figure (II.1) (b). Ce type de filtre à guide évanescent a été étudié de manière exhaustive à l'IMS de l'Université de Bordeaux depuis la fin des années 1980, et de nouvelles méthodes de conception plus précises ont été définies. Les plus récentes réalisations de tels filtres sont données dans le doctorat. Ouvrage de Lecouvé [20] et Boutheiller [21]. La permittivité diélectrique utilisée est faible (téflon, $\epsilon_r \approx 2,2$) mais permet au mode fondamental de se propager dans le diélectrique. On peut penser à la structure d'une série de résonateurs couplés à travers des sections de guide d'ondes en mode évanescent. La méthode de conception permet de définir les positions exactes et la longueur des diélectriques, aucun réglage manuel n'est nécessaire.

La Figure(II.2) montre plusieurs réalisations et réponses mesurées de filtres à guide d'onde à mode évanescent utilisant des diélectriques. Les réalisations (a) et (b) utilisent des guides d'ondes droits pour fournir des réponses de Chebyshev spécifiées. La réalisation (c) utilise un guide d'onde qui comprend une courbure avec un angle de courbure donné. Cette méthode peut être utilisée pour réduire le facteur de forme du filtre. En raison de l'extrême complexité de la définition des paramètres S de tous les modes, la technique de conception est en perpétuelle développement, comme le montre la réponse réelle du filtre. On observe également que la réponse a trois zéros de réflexion (cohérents avec une fonction de Chebyshev du troisième ordre) mais que seuls deux diélectriques sont utilisés. Cela signifie qu'un coude peut produire une réflexion supplémentaire de zéro pour augmenter l'ordre du filtre. Cela ouvre la porte à une nouvelle catégorie de filtres à guide d'ondes en mode évanescent.

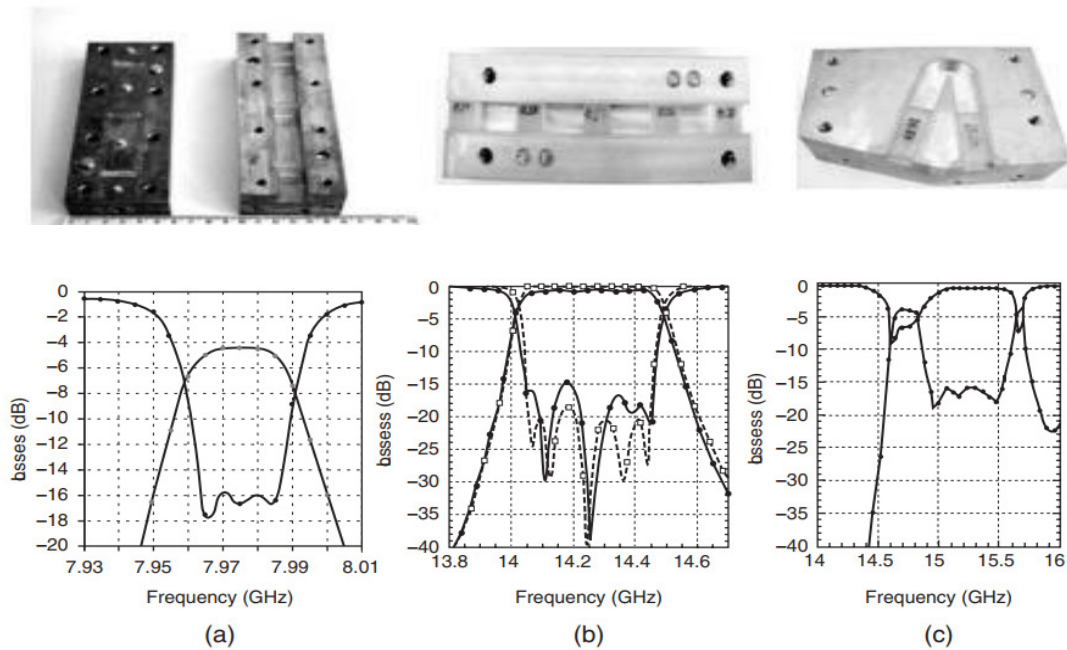


Fig. II.2. Filtres de guides d'ondes en mode évanescent utilisant des inserts diélectriques: (a) bande X, troisième ordre; b) bande Ku, cinquième ordre; (c) guide d'onde plié, troisième ordre.

II.2.2 Filtres à cavité couplée

Les filtres à cavités couplées reposent sur la résonance de plusieurs modes dégénérés à l'intérieur de la même cavité (cavités multi-modes). Ce concept fut proposé par Lin en 1951, mais ce ne fut qu'à la fin des années 1960 que les premières réalisations apparurent [22,23]. La première et la plus courante des implémentations de ces filtres utilisent des cavités circulaires bimodales.

La Figure (II.3) (a) montre un filtre à cavité circulaire bimodal du huitième ordre centré sur 3973MHz.

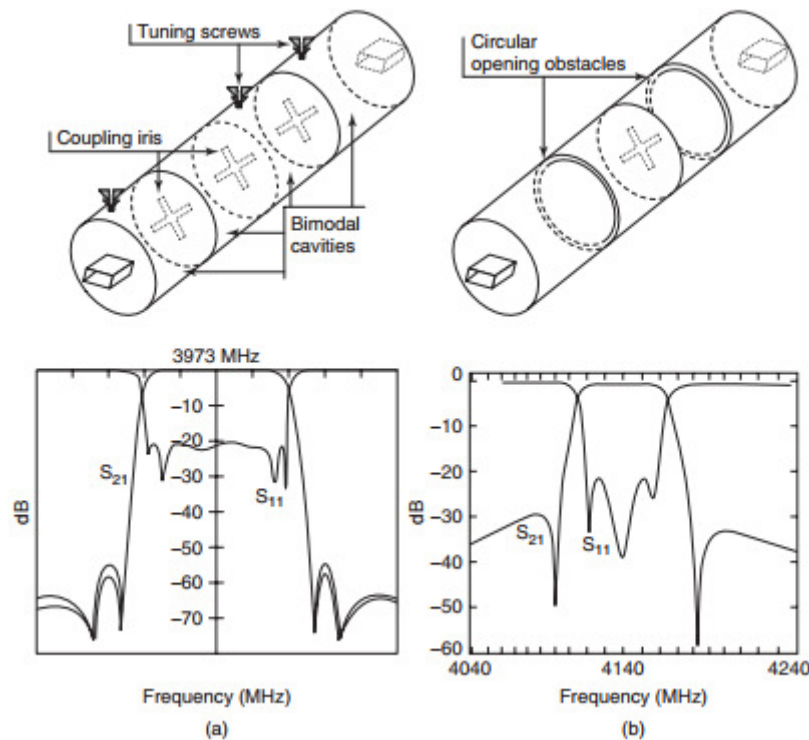


Fig. II.3 Filtres de cavité: (a) huitième ordre avec vis de réglage, (b) quatrième ordre avec obstacles à ouverture circulaire.

Les vis de réglage permettent d'affiner les coefficients de couplage et la réponse globale du filtre. Des études récentes sur ce type de filtre ont montré que les vis de réglage pouvaient être remplacées par des obstacles circulaires [24] ou rectangulaires [25]. La Figure (II.3) (b) montre le cas d'un filtre de quatrième ordre centré sur 4140 MHz utilisant des obstacles à ouverture circulaire. Ces filtres sont utilisés pour les applications à bande très étroite: par exemple, pour les multiplexeurs. Ils peuvent fournir des facteurs Q très élevés pour les modes utilisés, de bonnes cavités de précision sont faciles à fabriquer et les plages de réglage sont grandes et presque indépendantes.

La deuxième mise en œuvre de ces filtres utilise des cavités rectangulaires. Dans ce cas, le couplage entre deux cavités peut être réalisé à l'aide d'une petite section de guide d'ondes en mode évanescent, comme illustré à la Figure (II.2). Une large gamme de facteurs de couplage réalisables peut être obtenue en modifiant les dimensions du guide d'ondes en mode évanescent [26]. De plus, les vis d'accord de couplage peuvent être remplacées par de petites coupures dans les coins du guide d'ondes rectangulaire.

La Figure (II.4) illustre un filtre de quatrième ordre centré autour de 8,5 GHz utilisant des cavités rectangulaires bimodale avec de petites coupures dans le guide d'ondes au lieu de vis de réglage [27].

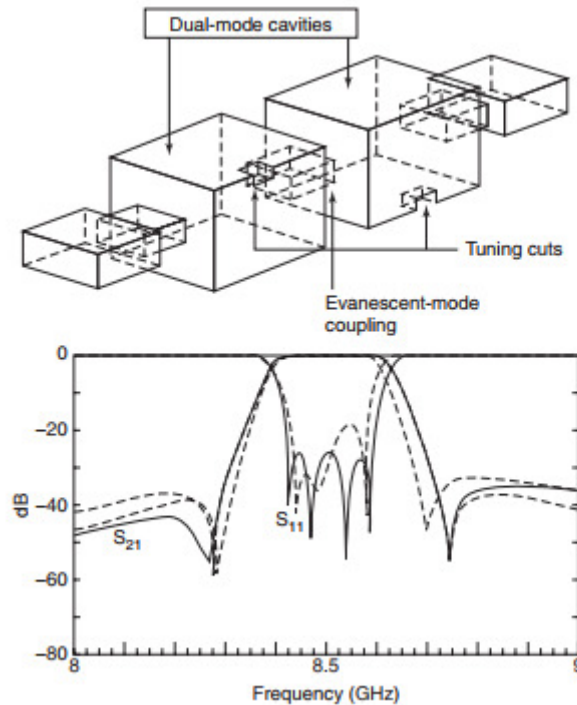


Fig. II.4 Filtre à cavité rectangulaire bimodal avec de petites coupes au lieu de vis de réglage.

Comme dans le cas des filtres à cavité circulaire, il existe une large gamme de filtres à cavité rectangulaires. Par exemple, des filtres à cavité rectangulaire bimodaux qui ne reposent pas sur des modes dégénérés ont été conçus et testés par l'IMS de l'Université de Bordeaux. Les dimensions de la cavité doivent être augmentées pour que le mode fondamental et un autre mode puissent avoir la même fréquence de résonance [28–29]. La hauteur de la structure peut être maintenue constante en utilisant des iris de type inductif. Cette technique permet à chaque cavité bimodale de produire deux pôles et un zéro de transmission. La Figure (II.5) illustre trois filtres conçus à l'aide de cette technique. Le filtre de la Figure (II.5) (a) utilise une cavité bimodale c'est un filtre du second ordre avec un zéro de transmission situé du côté droit de la bande passante. Le filtre de la Figure (II.5) (b) utilise une cavité bimodale et une cavité monomodale.

Le filtre est donc du troisième ordre et a un zéro de transmission à gauche de la bande passante. Le filtre de la figure (II.5) (c) utilise deux cavités bimodales. Il comporte ainsi quatre pôles et deux zéros de transmission, un de chaque côté de la bande passante. Boutheiller [30] a développé deux packages de CAO pour la conception et la simulation de

tels filtres à l'IMS: (1) COFRIM [conception par optimisation de filtres rectangulaires à iris multisections (conception utilisant l'optimisation de filtres de guides d'ondes rectangulaires à iris multisection)] et (2) SOFRIM [simulation et optimisation de filtres rectangulaires multisections d'iris (simulation et optimisation de filtres de guides d'ondes rectangulaires à iris multisection)].

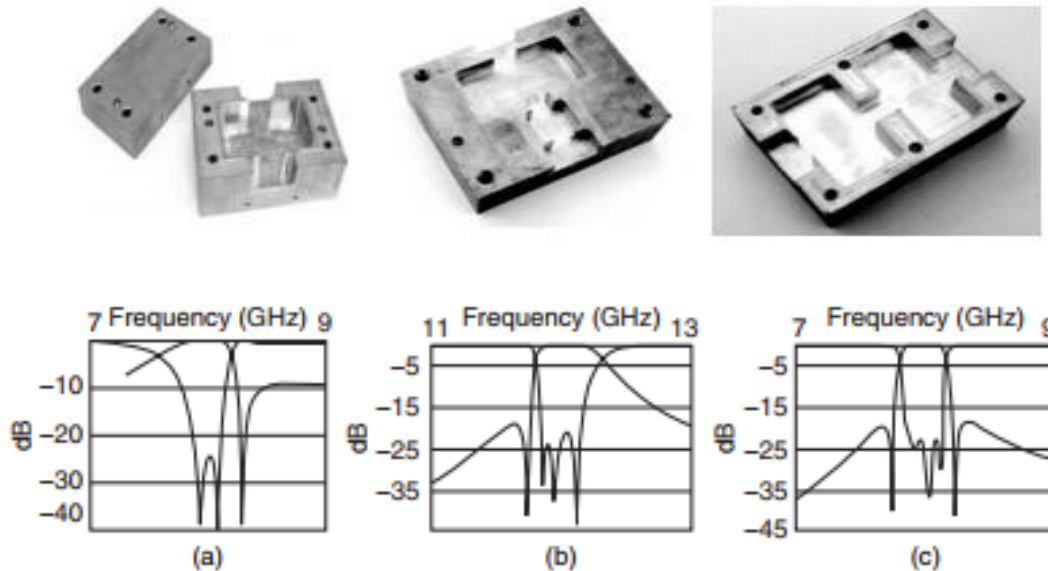


Fig. II.5 Filtres à cavités rectangulaires sans vis de réglage: (a) cavité de deuxième ordre / bimodal; (b) cavité du troisième ordre / une bimodale / une cavité monomodale; c) quatrième cavité / deux cavités bimodales.

Ces ensembles de CAO ont permis de réaliser des filtres à cavités multimodales rectangulaires comportant des zéros de transmission avec le plus petit nombre de cavités en exploitant le couplage entre différents modes de résonance au sein des cavités. Par exemple, la Figure (II.6) (a) montre qu'un filtre du quatrième ordre avec deux zéros de transmission peut être obtenu en utilisant une seule cavité. La Figure (II.6) (b) montre qu'un filtre du septième ordre avec deux zéros de transmission peut être construit en utilisant seulement deux cavités. L'idée des filtres trimodaux à cavité circulaire a été introduite par Atia et Williams en 1971 [31]. Deux modes TE_{111} polarisés orthogonalement sont utilisés avec le mode TM_{010} . Cependant, un nouveau type d'iris était nécessaire pour produire indépendamment les couplages requis. La structure d'un filtre de sixième ordre constitué de deux cavités circulaires trimodales est illustrée à la Figure (II.7) (a). Plus tard, un filtre à cavité rectangulaire trimodal a été présenté par Lastoria et *al.* [32]. Les filtres à cavité rectangulaire utilisent les modes TE_{10} , TM_{11} et TE_{01} . Le couplage entre les cavités est obtenu à l'aide de deux bandes métalliques rectangulaires placées le long des bords de la cavité, comme illustré à la Figure(II.7) (b).

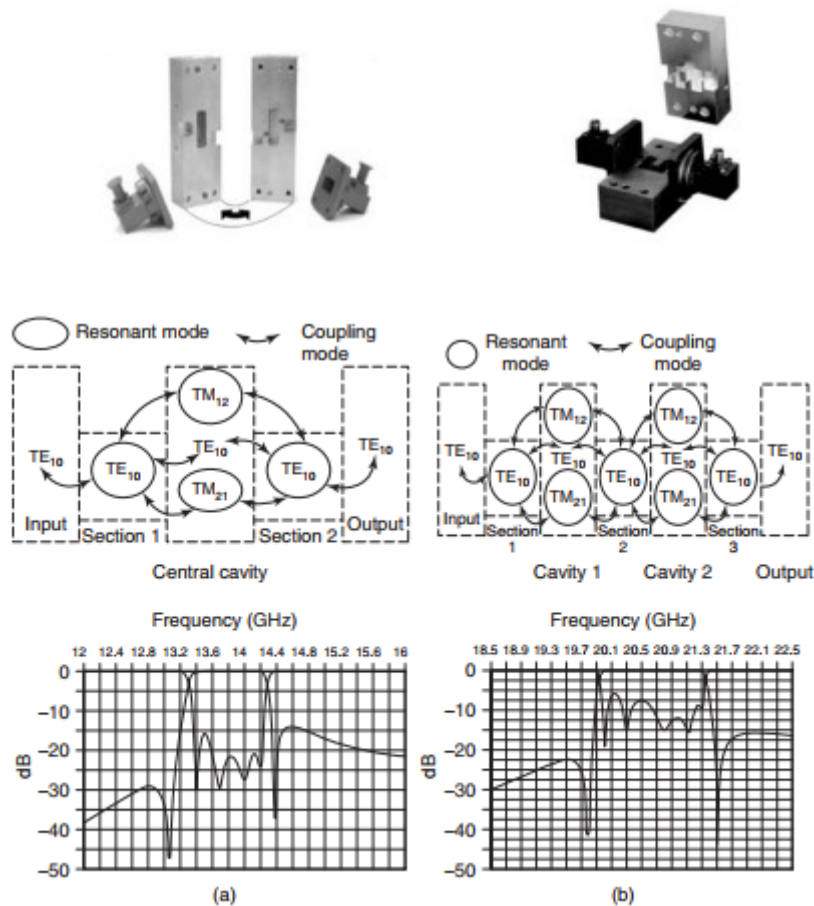


Fig. II.6 Filtres à cavités rectangulaires multimodes: (a) quatrième ordre / deux zéros; (b) septième ordre / deux zéros

Une cavité en mode quadruple nécessiterait deux modes orthogonaux pouvant être utilisés deux fois en utilisant des polarisations différentes. En 1987, Bonetti et Williams [33] ont utilisé les modes de résonance TE_{113} et TM_{110} . Cependant, cette structure est sensible aux légers changements de dimensions et la performance du filtre est difficile à maintenir sur une large plage de températures [34].

Quelques filtres à cavité utilisent plus de quatre modes. En 1992, Sheng-Li et Wei-Gan [34] ont pu réaliser une cavité sphérique à cinq modes de résonance et produisant deux zéros de transmission. Cependant, les différents couplages et la réponse globale du filtre doivent être réglés manuellement à l'aide de vis. Quelques années auparavant, en 1990, Bonetti et Williams [35] avaient obtenu un résultat similaire avec une cavité rectangulaire. La structure avait six modes de résonance (TE_{102} , TE_{201} , TE_{021} , TE_{012} , TM_{120} et TM_{210}).

II.2.3 Filtres à résonateur diélectrique

L'utilisation des filtres à résonateur diélectrique apparaît à la fin des années 1960. Ils sont basés sur l'utilisation de résonateurs cylindriques [36] ou rectangulaires [37]. Les résonateurs diélectriques sont placés dans une cavité métallique pour éviter les pertes par rayonnement. A ce stade, ils peuvent être excités selon un mode électrique transversal TE_{0n} , un mode magnétique transversal TM_{0m} ou selon un mode hybride TEM_{nm} . Le mode fondamental dépend du rapport diamètre / hauteur du résonateur. La Figure (II.8) montre les configurations possibles des filtres à résonateur diélectrique. Sur la Figure (II.8) (a), les résonateurs diélectriques sont placés axialement, sur la Figure (II.8) (b), les résonateurs sont placés latéralement à l'intérieur de la cavité métallique. La cavité peut être circulaire ou rectangulaire.

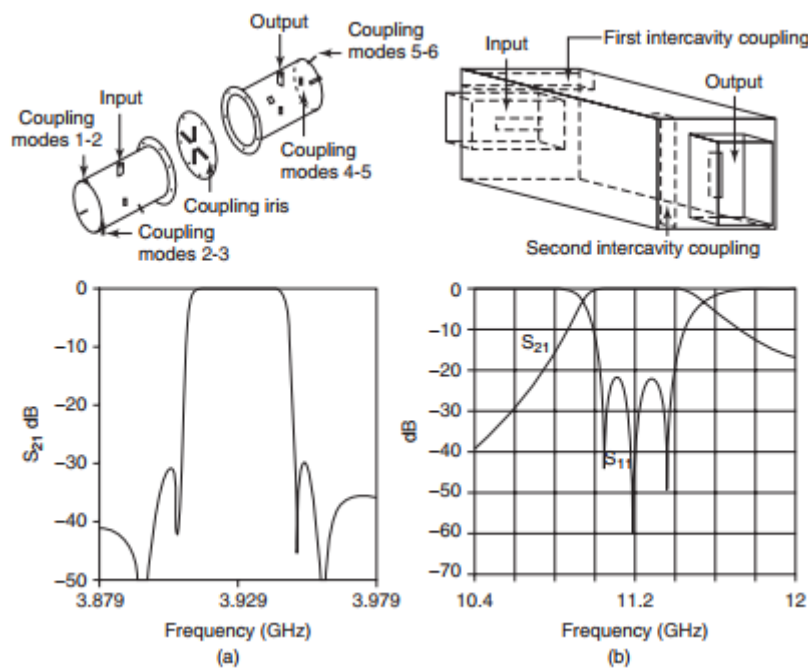


Fig. II.7 Filtres de la cavité trimodale: (a) cavité cylindrique du sixième ordre / mode triple, (b) cavité rectangulaire du mode triple.

Le couplage requis entre les résonateurs peut être déterminé à l'aide d'une méthode approximative basée sur les moments magnétiques proposée par Cohn [38]. Les techniques de conception présentées pour les filtres à cavité bimodale peuvent être utilisées pour concevoir des filtres à résonateur diélectrique. Des vis de réglage sont souvent nécessaires. Le couplage entre les cavités est réalisé à l'aide d'un iris traditionnel [39], comme montre la la Figure (II.9) (a) ou à l'aide d'une section de guide d'ondes [40], illustrée à la Figure (II.9) (b). L'un des inconvénients d'un résonateur diélectrique est sa faible conductivité thermique.

Cela peut produire de grandes variations de température dans les résonateurs, ce qui dégrade la réponse du filtre. Une solution à ce problème consiste à insérer des plans conducteurs métalliques à l'intérieur du diélectrique pour augmenter sa conductivité thermique [41]. Une autre solution consiste à utiliser des résonateurs à géométrie plus complexe, tels que les résonateurs octogonaux [42]. Un autre problème provient de la difficulté de maintenir le résonateur diélectrique dans la position correcte, en particulier pour les applications spatiales, où les vibrations peuvent être très remarquables.

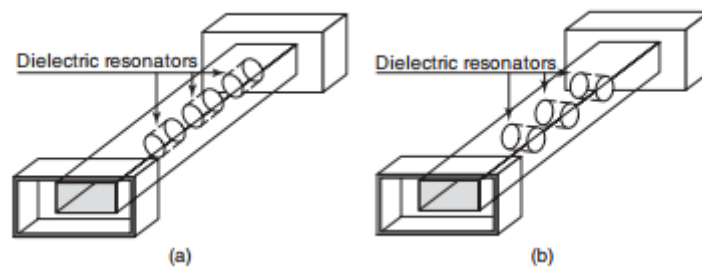


Fig. II.8 Filtres à résonateur diélectrique: (a) résonateurs à positionnement axial; (b) résonateurs placés latéralement.

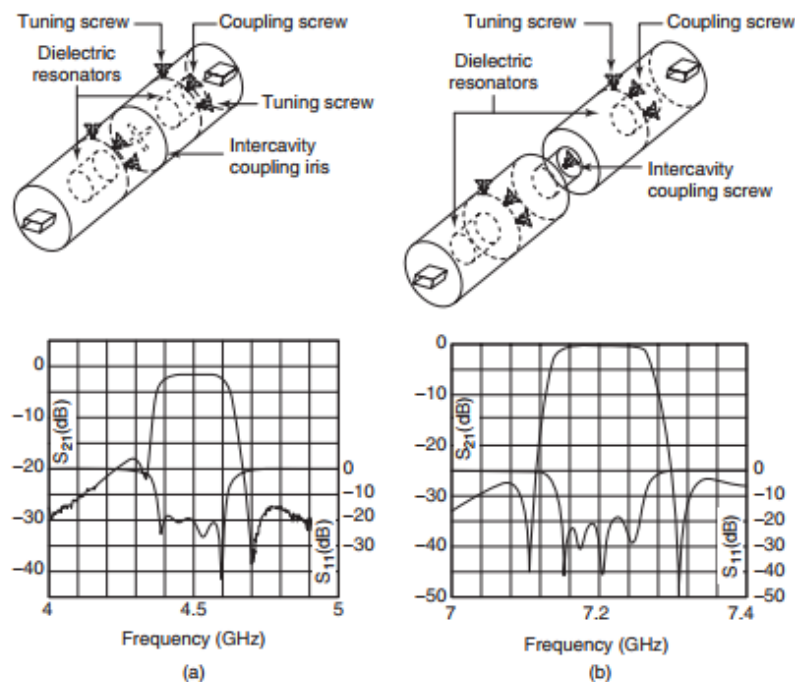


Fig. II.9 Filtres à résonateur diélectrique: (a) couplage par vis de réglage; (b) couplage guide d'ondes.

L'entrée / sortie d'un filtre peut être réalisée à l'aide de guides d'ondes ou de sondes magnétiques ou électriques afin de réduire les pertes d'insertion. L'excitation via une ligne microruban peut faciliter l'intégration du filtre dans un environnement planaire.

II.2.4 Filtres E-Plane

Les filtres à plan E (plan du champ électrique) sont constitués de plaques diélectriques à surfaces partiellement métallisées placées dans le plan du champ électrique du guide d'ondes, comme illustré à la Figure (II.10) (a). Pour réaliser des filtres passe-bande avec les caractéristiques de filtrage souhaitées, la métallisation est utilisée pour produire des résonateurs à demi-longueur d'onde qui sont couplés entre eux, comme illustré à la Figure (II.10) (b). Pour augmenter le facteur Q du filtre, le substrat diélectrique peut être éliminé et le filtre est alors constitué d'une feuille métallique placée entre les deux moitiés du guide d'ondes, comme illustré à la Figure (II.11) (a). Ces filtres, appelés filtres à insertion de métal, ne doivent pas être confondus avec les filtres à ligne fine. Les filtres à ligne fine ont un substrat diélectrique (voir tableau(II.1)). Cependant, ces types ont un inconvénient est que les filtres à insertion de métal sont plus sensibles aux tolérances de fabrication que les filtres à ligne fine. Les filtres à insertion de métal peuvent être conçus en utilisant une méthode basée sur des représentations de circuit équivalent [43,44], ou en utilisant une méthode basée sur l'optimisation et la caractérisation électromagnétique du filtre lorsque la structure est divisée en sections de guide d'ondes homogènes. [45]

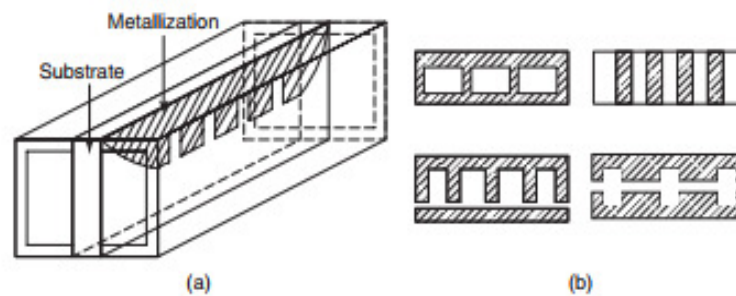


Fig. II.10 Filtres du plan E: (a) structure du filtre, (b) types de métallisation.

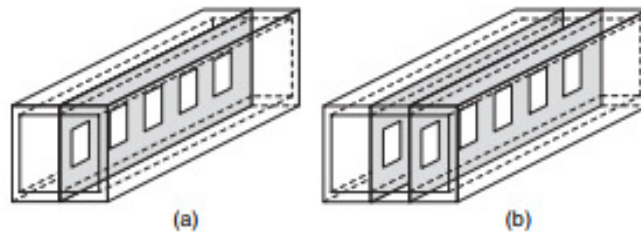


Fig. II.11 Filtres du plan E avec inserts métalliques: (a) un insert, (b) deux inserts parallèles.

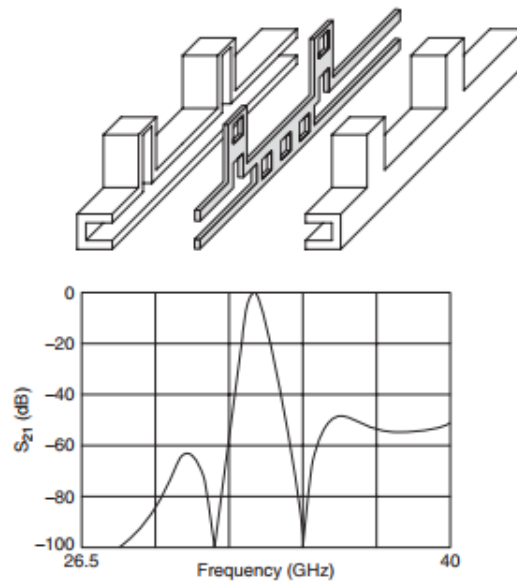


Fig. II.12 Filtre E-plane avec inserts métalliques et embouts supplémentaires pour produire deux zéros.

La réjection du filtre dans la bande d'arrêt peut être améliorée en plaçant deux éléments métalliques en parallèle, comme illustré à la Figure (II.11) (b). En réduisant la distance entre les éléments et les parois du guide d'ondes, les champs couplant les deux résonateurs deviennent évanescents et fournissent un couplage inductif. La sélectivité du filtre peut également être améliorée en introduisant des sections de guide d'ondes supplémentaires qui agissent comme des stubs, comme illustré à la Figure (II.12). Cette configuration peut produire des zéros de transmission [46]. La Figure (II.12) montre un exemple de filtre de plan E à insertion de métal ayant un zéro de transmission de chaque côté de la bande passante.

II.3 Filtres planaires

Les filtres plans ont connu d'importants développements au fil des ans en termes de topologies, de méthodes de conception et de technologies de réalisation. Les filtres plans présentent plusieurs avantages. Ils sont de petite taille, peuvent être entièrement intégrés aux

circuits électroniques environnants, leurs coûts de production sont faibles et ils peuvent être facilement reproduits. Leur principal inconvénient est leur faible facteur de qualité Q non chargé qui entraîne une mauvaise sélectivité et de graves pertes d'insertion. Pour remédier à ce problème, de nouvelles technologies (supraconductivité, micromachines, technologies multicouches, etc.) ont été proposées pour améliorer les performances électriques.

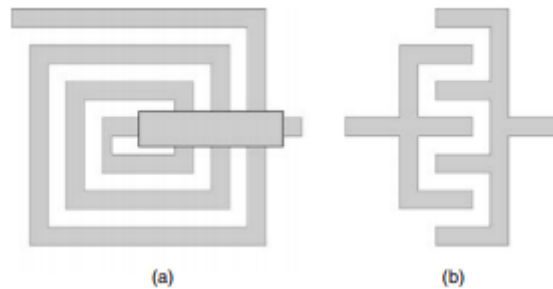


Fig. II.13 Éléments semi-localisés: (a) inducteur, (b) condensateur.

II.3.1 Filtres à éléments discrets

Les filtres semi-localisés sont réalisés à l'aide d'inductances et de condensateurs utilisant des techniques de circuit intégré. Par exemple, un inducteur peut être obtenu à l'aide d'une ligne en spirale, comme illustré à la Figure (II.13) (a), et un condensateur à l'aide de deux lignes entrelacées, comme illustré à la Figure (II.13) (b). Ces filtres ont des niveaux d'intégration élevés mais ont des facteurs Q médiocres et des pertes élevées [47]. Les pertes peuvent être compensées à l'aide de dispositifs d'amplification pour les applications de filtrage actif. La qualité de fabrication et le l'inexactitude des éléments de modèles discrets peuvent conduire à des décalages de fréquence indésirables de la réponse du filtre. Des techniques de réglage électrique pour contrôler la fréquence sont souvent nécessaires pour améliorer la réponse du filtre. Ces filtres sont utilisés pour des applications jusqu'à 5 GHz. Au dessus de 5 GHz, il est préférable d'utiliser d'autres technologies capables de fournir de meilleurs facteurs Q .

II.3.2 Filtres de lignes de transmission planaires

II.3.2.1 Filtres de lignes couplées

Ces filtres sont constitués de lignes métalliques de longueur $(\lambda_g/2)$ ou $(\lambda_g/4)$, où λ_g est la longueur d'onde placée sur un substrat diélectrique. Ils sont particulièrement intéressants pour les applications où les longueurs d'onde sont faibles, telles que les applications haute fréquence ou hyperfréquences. La largeur de la ligne définit l'impédance caractéristique de

cette section. Les filtres de ligne couplés sont basés sur des résonateurs de ligne couplés et terminés par des circuits ouverts ou des courts-circuits. La réponse du filtre dépend du nombre de résonateurs (ordre du filtre), de la distance entre les résonateurs de ligne (espaces vides) et des propriétés du substrat. Les topologies les plus courantes sont le couplage parallèle, où les lignes sont placées côte à côte sur une longueur de $(\lambda_g/4)$, comme illustré à la Figure (II.14) (a), et le couplage final, où les lignes sont placées les unes après les autres, comme illustré à la Figure (II.14) (b). Le couplage parallèle est plus fort que le couplage final et peut être utilisé pour fournir des filtres avec des bandes passantes plus larges. Un filtre couplé en parallèle peut avoir la moitié de la longueur d'un filtre couplé en extrémité. Dans ce type de filtre, la réponse parasite (seconde bande passante indésirable) se produit à trois fois la fréquence centrale du filtre. La synthèse de ces filtres a été introduite à la fin des années 1950 par Cohn. [48,49]

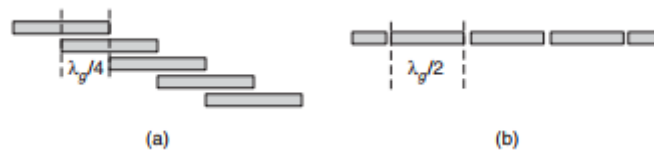


Fig. II.14 Topologies de couplage: (a) couplage parallèle, (b) couplage terminal.



Fig. II.15 Structure d'un filtre en épingle à cheveux.

Mais elle ne s'applique qu'aux filtres avec des largeurs de bande relatives allant jusqu'à 30%. Le filtre en épingle à cheveux illustré à la Figure (II.15) [50,51] est un autre filtre basé sur le résonateur de ligne. Le couplage utilisé dans ces filtres est du type parallèle.

II.3.2.2 Filtres Interdigital et Pseudo-interdigital

Dans la continuité de ses travaux sur les filtres à résonateurs $(\lambda_g/2)$ couplés en parallèle, Matthaei a mis au point une méthode de conception de filtres interdigitaux en 1962 [52]. La théorie exacte de la synthèse de ces filtres a été fournie plus tard par Wenzel [53]. Les filtres interdigitaux sont constitués de conducteurs parallèles placés transversalement entre deux plans de masse, comme illustré à la Figure (II.16). Un côté du conducteur est connecté à la

terre et l'autre côté est laissé ouvert. Ces résonateurs ont tous la même longueur ($\lambda_g/4$). Il existe deux possibilités principales pour connecter le filtre au reste du système. Dans le premier cas, l'accès est réalisé en circuit ouvert et ces conducteurs sont inclus dans le nombre de résonateurs du filtre, comme indiqué sur la Figure (II.16) (c). Dans le second cas, l'accès se fait par court-circuit, comme illustré à la Figure (II.16) (d). Le second cas est utilisé pour obtenir des filtres large bande (largeurs de bande relatives supérieures à 30%).

Les filtres interdigitaux sont compacts et faciles à fabriquer. En pratique, les espaces entre résonateurs étant relativement grands, ces filtres ne sont pas très sensibles aux tolérances de fabrication. De plus, ces filtres peuvent être ajustés avec des condensateurs variables externes. Cependant, les pertes d'insertion sont importantes, en particulier pour les filtres à bande étroite. Les facteurs Q sont faibles et les filtres interdigitaux ont une tenue en puissance limitée.

L'une des variantes du filtre interdigitaal, est le filtre Combline Figure (II.17). Elle a été proposée par Matthei en 1963 [54]. La structure est presque identique au filtre interdigitaal de la Figure (II.16), excepté que les résonateurs de ligne sont tous court-circuités d'un côté et chargés avec un condensateur variable de l'autre. Ceci peut être utilisé pour réaliser des filtres accordables électroniquement [55].

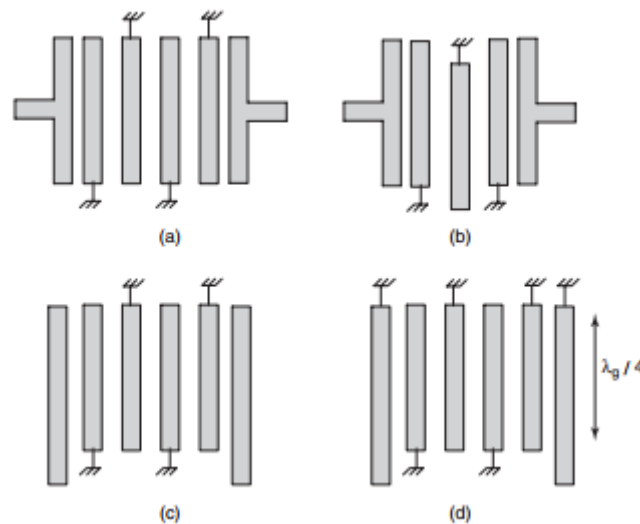


Fig. II.16 Filtres interdigitaux: (a) interdigitaux, (b) pseudo-interdigitaux, (c) accès en circuit ouvert, (d) accès en court-circuit.

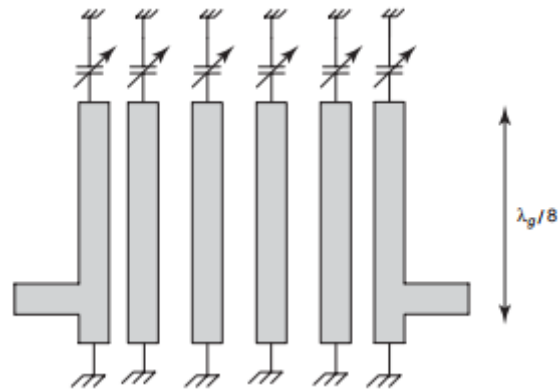


Fig. II.17 Filtre Combiné.

En pratique, la longueur des lignes est d'environ $(\lambda_g/8)$, ce qui fait que les filtres combinés sont plus compacts que les filtres interdigitaux purs. La réponse parasite se produit à une fréquence quatre fois supérieure à la fréquence centrale et représente une amélioration par rapport aux filtres interdigitaux.

II.3.2.3 Filtres à stub

Les filtres à stub sont constitués de lignes $(\lambda_g/2)$ ou $(\lambda_g/4)$ et d'un certain nombre de stubs, comme le montre la Figure (II.18). Cette topologie peut produire des structures compactes avec de petites pertes d'insertion. Les stubs peuvent être utilisés pour produire des zéros de transmission afin d'améliorer le rejet de la bande d'arrêt [56].

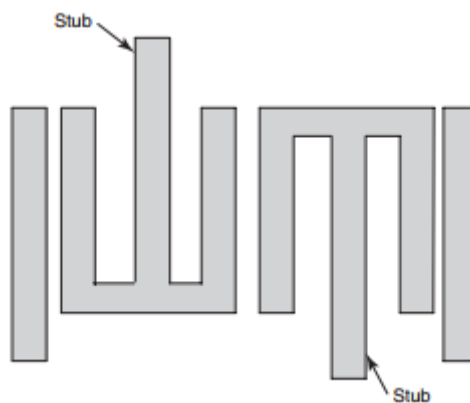


Fig. II.18 Filtres à stub.

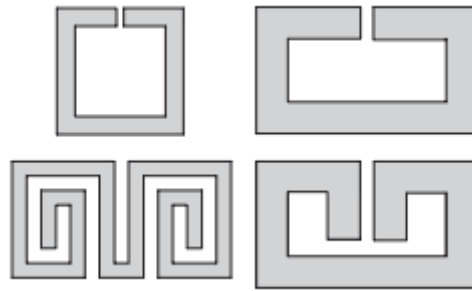


Fig. II.19 Résonateurs linéaires courbés ($\lambda_g/2$).

Il existe d'autres topologies de filtres basées sur des résonateurs de ligne. Pour améliorer les caractéristiques de transfert du fi

ltre et les rendre plus compacts, les nouvelles topologies utilisent des lignes ($\lambda_g/2$) courbées, comme indiqué dans la Figure(II.19). La Figure (II.20) illustre les filtres trisection utilisant des résonateurs de lignes ($\lambda_g/2$) ayant la forme d'un rectangle. En fonction de l'orientation et de la position des résonateurs, les filtres peuvent produire des zéros de transmission à droite ou à gauche de la bande passante. Ce type de filtre a été étudié principalement par Hong et Lancaster [57–58]. Quelle que soit la forme du résonateur, la synthèse d'un filtre utilisant des résonateurs de ligne suit généralement les mêmes étapes. Au début, la recherche théorique est de définir les coefficients de couplage théoriques associés à un prototype de filtre passe-bas répondant aux exigences de filtrage. Ensuite, des recherches expérimentales utilisant des simulations électromagnétiques sont effectuées pour définir le couplage entre deux résonateurs en fonction de la distance de l'intervalle qui les sépare. Le filtre physique est ensuite construit en recherchant la longueur des différents intervalles donnant les couplages théoriques.

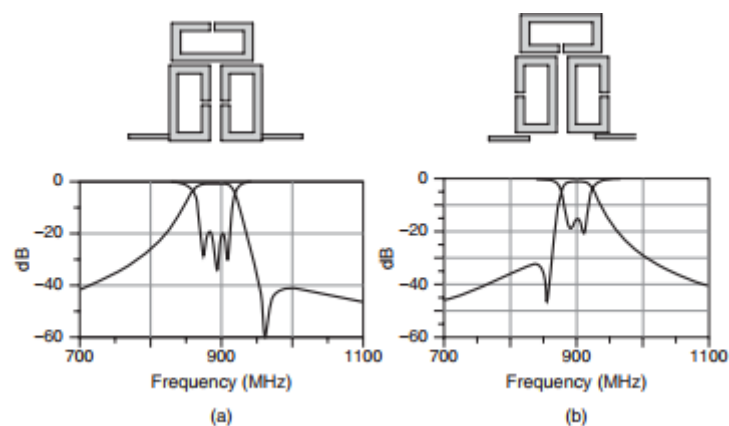


Fig. II.20 Filtres de trisection utilisant des résonateurs à ligne rectangulaire ($\lambda_g/2$).

II.3.2.4 Filtres résonateurs patch

Les résonateurs patches, également appelés résonateurs bimodaux, sont des résonateurs de surface de géométries diverses (rectangulaire, carré, triangulaire, circulaire), comme illustré à la Figure (II.21). Ces résonateurs sont principalement utilisés pour la réalisation d'antennes, mais actuellement ils commencent à être utilisés pour la réalisation de filtres hyperfréquences. Ils ont deux modes de résonance orthogonaux. Ceci est réalisé en ajoutant ou en retirant de petits morceaux pour modifier la symétrie du résonateur afin de découpler les deux modes de résonance. Cela peut réduire de moitié le nombre de résonateurs nécessaires pour un ordre de filtre donné par rapport à un filtre de résonateur de ligne traditionnel.

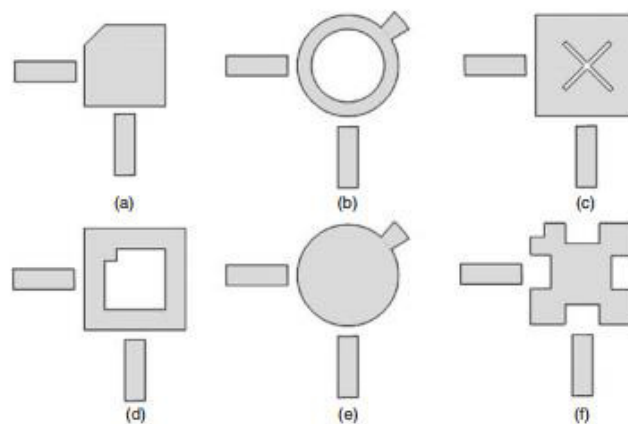


Fig. II.21 Résonateurs de correction.

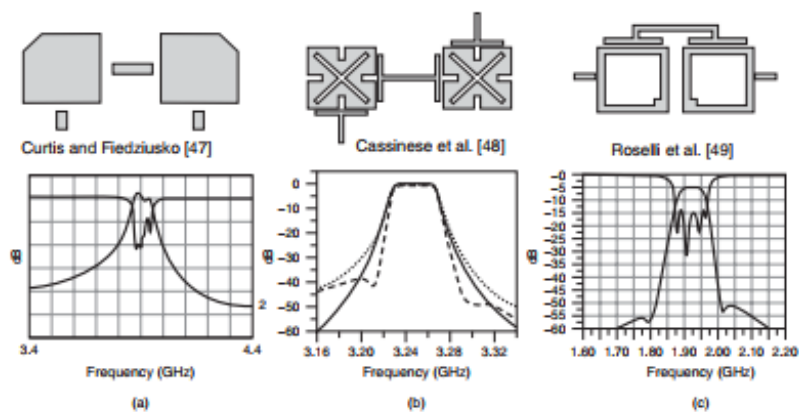


Fig. II.22 Filtres de patch.

De plus, les résonateurs bimodaux ont une bonne tenue en puissance. Avec les résonateurs patches, il est possible de réaliser des filtres avec des réponses elliptiques en utilisant un petit nombre de résonateurs. Par exemple, une fonction elliptique du quatrième ordre avec deux zéros de transmission peut être obtenue en utilisant seulement deux résonateurs de patch.

Plusieurs filtres de résonateur patch et leurs réponses en fréquence sont illustrés à la Figure (II.22).

II.4 Technologie du filtre planaire

Dans cette section, les technologies les plus importantes utilisées pour la réalisation de filtres sont les technologies microruban, coplanaire, stripline à substrat en suspension et multicouches.

II.4.1 Technologie Microstrip

La technologie Microstrip consiste en une mince bande conductrice placée sur un substrat diélectrique. La face inférieure du substrat est entièrement recouverte de métal et sert de plan de masse, comme illustré à la Figure (II.23). Le substrat est caractérisé par sa permittivité diélectrique et son épaisseur. Il sert de support mécanique et de support pour la propagation du champ électromagnétique.

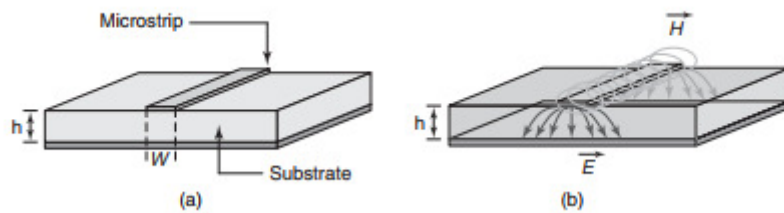






Fig. II.23 Technologie Microstrip.

Tableau II.1 Variations de la technologie Microstrip.

La technologie	Configuration de base		Variations	
Microstrip		 Suspendu	 Inversé	 Dans la boîte
Stripline			 Stripline à deux conducteurs	
Stripline		 Antipodes		 BilatéraL

Ligne fine		 Bilatéral	 Antipodes	 Couplage antipodal et fort
-------------------	---	--	---	---

En 1975 Hammerstad [59] a proposé les premières équations permettant de calculer l'impédance caractéristique d'une raie à microruban. Il est proportionnel au rapport de la largeur de bande W sur l'épaisseur de substrat h . Depuis lors, des équations supplémentaires ont été proposées pour rendre compte de la forte dispersion des raies microruban aux longueurs d'onde millimétriques. Le tableau (II.1) résume les autres technologies utilisant des bandes conductrices, des substrats et des plans de masse métalliques.

II.4.2 Technologie coplanaire

Dans le cas de la technologie coplanaire, des plans de masse supplémentaires entourent la bande conductrice sur le dessus du substrat, comme illustré à la Figure (II.24). Cela évite de devoir percer le substrat pour accéder à la masse, une technique qui introduit des effets parasites. Un autre avantage de la technologie coplanaire est la facilité d'intégration avec d'autres éléments du système, tels que ceux fabriqués avec la technologie MMIC [60]. Cependant son inconvénient, est que la technologie coplanaire souffre d'un plus grand rayonnement comparé à la technologie microruban, comme on peut le constater aux Figures (II.23) (b) et (II.24) (b).

II.4.3 Technologie de stripline de substrat en suspension

Le substrat en suspension est apparu dans les années 1960 comme une variante de la technologie traditionnelle du microstrip [61,62]. Une bande conductrice est placée sur un substrat mince. La bande et le substrat sont entourés d'air et placés dans une enceinte métallique, comme illustré à la Figure (II.25).

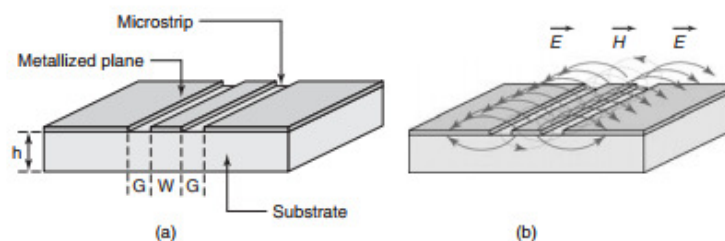


Fig. II.24 Technologie coplanaire.

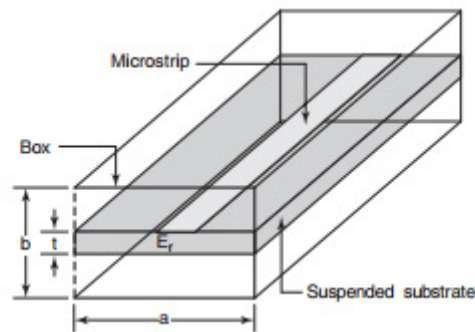


Fig. II.25 Technologie du substrat en suspension.

En face, le substrat a l'apparence d'être suspendu dans l'air. Cette technique améliore considérablement les performances électriques des filtres par rapport aux réalisations traditionnelles à microruban, car la propagation du champ électromagnétique s'effectue principalement dans l'air et les radiations sont faibles en raison de l'enceinte métallique. Cela augmente également le facteur Q des résonateurs. L'enceinte doit toutefois être conçue avec soin pour éviter les modes TEM qui résonnent à des fréquences proches de la bande passante du filtre et peuvent perturber les caractéristiques de propagation du filtre.

La Figure (II.26) illustre un filtre de ligne à couplage d'extrémité de 10 GHz utilisant la technologie de substrat en suspension. Cet exemple utilise des bandes des deux côtés du substrat [63]. Le tableau (II.2) présente une étude comparative des différentes technologies planaires en termes de fréquences de fonctionnement typiques, d'impédances caractéristiques, de dimensions, de pertes et de capacités de gestion de la puissance pouvant être atteintes.

II.4.4 Technologie multicouche

La technologie multicouche ou LTCC (céramique collée à basse température) est apparue au début des années 90 pour répondre aux besoins de coûts, de performances et de complexité des nouvelles applications à des longueurs d'onde millimétriques.

Tableau II.2 Étude comparative des technologies planaires.

Type de ligne de transmission	La fréquence GHz	Impédance caractéristique (Ω)	Dimensions	pertes	Puissance de manutention
Microstrip	<110	10–100	Petit	haut	bas
Stripline	<60	20–150	Petit	haut	bas
Stripline					

suspendue	<220	20–150	Moyen	bas	bas
Finline	<220	20–400	moyen	moyen	faible
Slotline	<110	60–200	petit	haut	bas
Microstrip inversé	<110	25–130	Petit	haut	bas
Coplanaire	<110	40-150	Petit	haut	bas

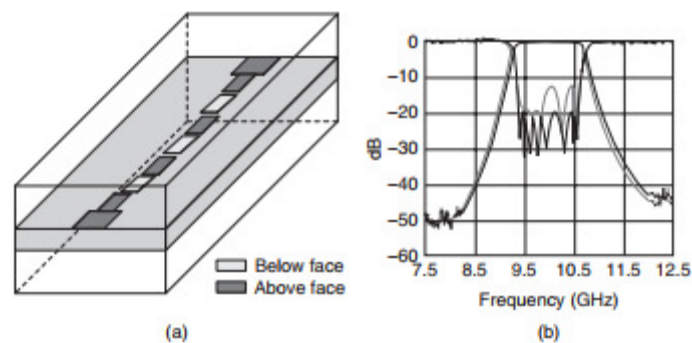


Fig. II.26 Filtre de ligne couplé aux extrémités utilisant la technologie du substrat en suspension.

Cette technologie repose sur l'empilement de plusieurs couches minces de matériaux diélectriques et conducteurs. Les lignes de différentes couches peuvent être connectées à l'aide de creux construits au cours du processus de fabrication. La pile de couches minces est ensuite cuite à 850 ° C afin d'obtenir une structure compacte et homogène. La Figure (II.27) montre un filtre de patch réalisé par la technologie LTCC. La bande passante est centrée à 29 GHz, mais il y a environ 3 dB de perte d'insertion [64].

Avec cette technologie, il est toutefois possible d'intégrer directement dans le substrat des éléments passifs, tels que des résistances, des condensateurs et même des inductances. Cette technologie fournit des conceptions très compactes. La dimension en hauteur offre plus de flexibilité quant à l'emplacement des connexions au reste du système (par exemple, gauche, droite, au-dessus, au-dessous). Malheureusement, cette technologie n'apporte aucune amélioration significative des pertes, l'un des principaux problèmes des filtres plans.

II.5 Filtres actifs

Des filtres actifs peuvent être utilisés pour compenser les pertes de substrat importantes dans les MMIC en silicium. Les filtres récurrents actifs sur silicium sont basés sur des circuits différentiels.

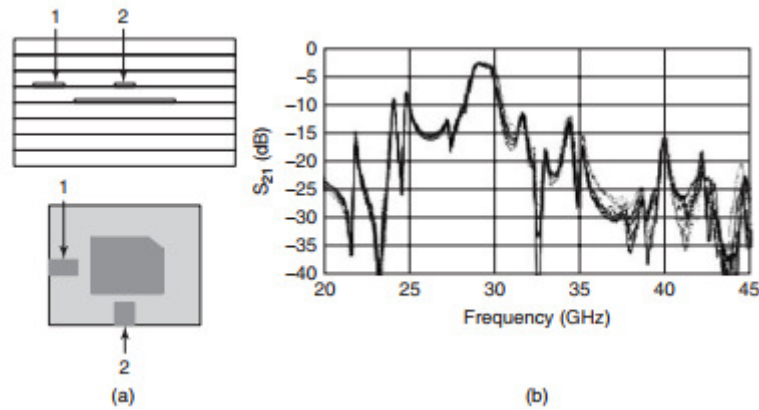


Fig. II.27 Filtrage LTCC multicouche.

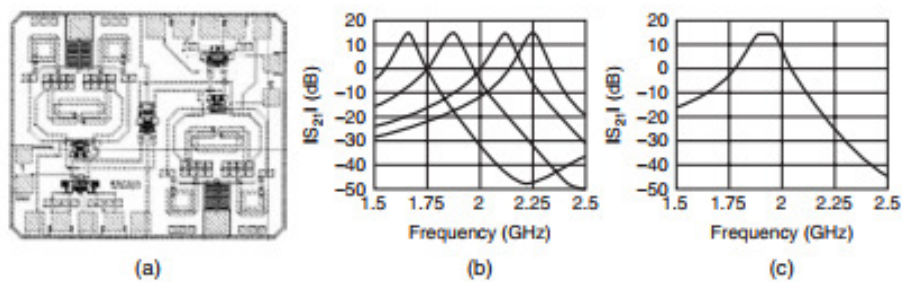


Fig. II.28 Filtrage actif récursif.

Ces filtres ont été conservés en raison de leur immunité contre les rayonnements électromagnétiques et les bruits d'alimentation et de masse, propriétés qui ont donné leur succès dans les systèmes à basse fréquence. La Figure (II.28) montre un exemple de filtre récursif 2 GHz accordable et différentiable, basé sur la mise en cascade de deux étages récursifs élémentaires [65]. Les principaux inconvénients des filtres actifs sont la consommation d'énergie, l'introduction de bruit et les problèmes de stabilité et de linéarité.

II.6 Filtrage de superconductivité ou HTS

La découverte de la supraconductivité à haute température (HTS) en 1986 a conduit au développement d'une nouvelle technologie adaptée aux filtres plans. Ces filtres utilisent des supraconducteurs minces à haute température et peuvent obtenir des réponses en bande étroite avec de très faibles pertes d'insertion. Les faibles pertes d'insertion sont obtenues par les supraconducteurs, qui présentent de très faibles résistances superficielles par rapport aux conducteurs classiques. Cela produit également des facteurs Q très élevés.

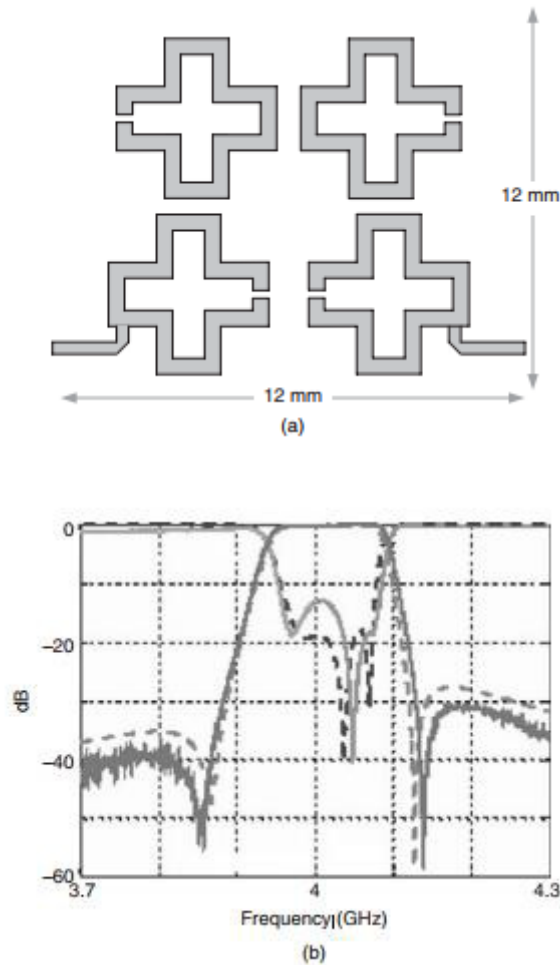


Fig. II.29 Filtre HTS de supraconductivité.

À titre d'exemple, la Figure (II.29) montre un filtre elliptique du quatrième ordre de 4 GHz avec deux zéros de transmission utilisant la technologie HTS [66]. Malheureusement, les filtres HTS nécessitent un système de refroidissement important et leur capacité de traitement de l'énergie est toujours inférieure à celle des filtres à guide d'ondes [67].

II.7 Filtres de structure périodiques

Des structures périodiques telles que les bandes interdites photoniques (PBG) ont été étudiées depuis l'apparition des radars à micro-ondes et ont été utilisées pour la première fois par Collin et Zucker pour réaliser des antennes en 1969[68].

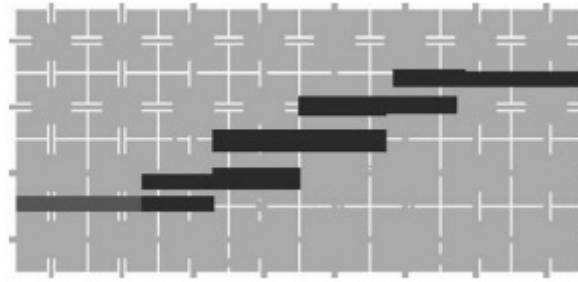


Fig. II.30 Filtre de ligne à couplage parallèle avec motif périodique dans le plan de masse.

L'idée principale est qu'un alignement périodique d'un matériau pourrait être utilisé pour bloquer la propagation des ondes sur une bande de fréquences donnée.

Les structures périodiques peuvent être à base diélectrique (trous dans le substrat) ou métalliques (motifs dans le plan de masse). La Figure (II.30) montre un filtre de ligne à couplage parallèle dans lequel le plan de masse a des motifs périodiques [69]. Le principal inconvénient de ce type de filtre est qu'au cours de la fabrication, le motif périodique doit être répété sur l'ensemble de la structure pour garantir les meilleures performances électriques.

II.8 Filtres à onde acoustique de surface (SAW)

Les filtres à ondes acoustiques de surface (SAW) utilisent des matériaux piézoélectriques (quartz, céramique, etc.) placés en couches minces sur un substrat [70]. Ils sont très populaires dans les applications sans fil telles que les applications de téléphonie cellulaire. Une couche de matériau piézoélectrique est déposée entre deux électrodes métalliques, comme illustré à la Figure (II.31).

Un champ électromagnétique appliqué aux électrodes génère des ondes acoustiques qui se propagent à la surface du substrat. Les appareils SAW sont compacts, robustes, fiables et peuvent être produits en série. La fréquence centrale et la réponse du filtre sont obtenues à l'aide de la photolithographie, de sorte qu'elles nécessitent très peu de réglage ultérieur.

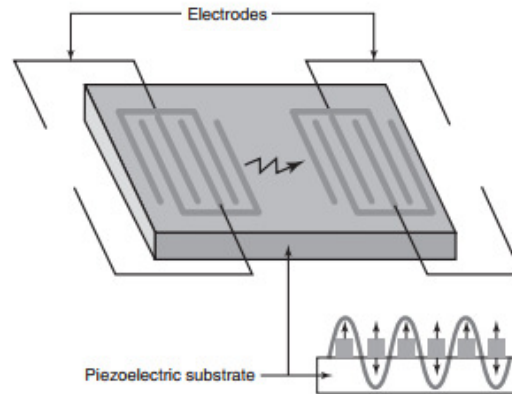


Fig. II.31 Concepts de SAW.

Malgré tous ces avantages, les périphériques SAW ont quelques problèmes. Les dimensions des composants SAW sont inversement proportionnelles à la fréquence de fonctionnement. Pour les applications portables telles que les téléphones portables, les dimensions du composant SAW se situent bien dans les limites de la photolithographie, de sorte que les coûts de fabrication sont bas. Cependant, avec l'émergence de nouvelles normes de télécommunications qui fonctionnent à des fréquences plus élevées (2 GHz et plus), telles que GPRS et UMTS, les limites de la photolithographie en cours ont été atteintes.

En réponse à ces nouveaux défis, une nouvelle technologie appelée "bulk acoustic wave" (BAW), basée sur un résonateur tridimensionnel ou à ondes de masse, est apparue [71,72]. La technique consiste à insérer un cristal piézoélectrique entre deux électrodes, comme illustré à la Figure(II.32) (a). La résonance se produit lorsque l'épaisseur du cristal est égale à la moitié de la longueur d'onde. L'augmentation de la fréquence de fonctionnement (ou réduction de la longueur d'onde) est rendue possible par les progrès récents de la technologie de dépôt en couche mince (jusqu'à un micromètre) de matériau piézoélectrique. Ces techniques suggèrent que des appareils fonctionnant jusqu'à 10 GHz seront réalisables. La Figure(II.32) (b) montre un filtre BAW du sixième ordre qui utilise des résonateurs à film d'ondes acoustiques (FBAR).

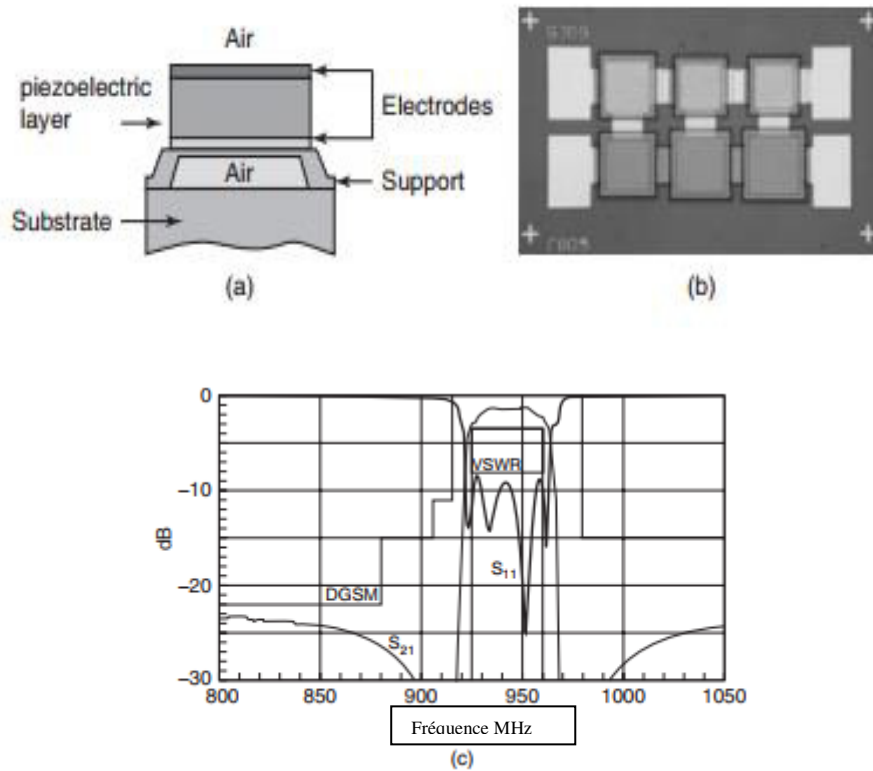


Fig. II.32 Technologie BAW et exemple de filtre.

La taille du filtre est de $(1,4 \times 2 \text{ mm}^2)$. La Figure (II.32) (c) montre la réponse du filtre. Il a été conçu pour les applications GSM autour de 900 MHz.

II.9 Filtres micro-usinés

Aux longueurs d'onde millimétriques, les technologies microstrips et coplanaires ne sont plus adéquates car les pertes de diélectrique et de rayonnement deviennent prohibitives. En 1991, une équipe du Center (for Space Terahertz Technology) de la NASA à l'université du Michigan - Ann Arbor a proposé un nouveau type de ligne de transmission: la ligne micro-usinée [73]. La Figure (II.33) (a) décrit la technologie micro-usinée. Le conducteur métallique est déposé sur une fine membrane diélectrique en suspension. Ceci réduit les pertes diélectriques et la dispersion. La cavité supérieure réduit les pertes de rayonnement car le circuit est maintenant entièrement protégé de l'extérieur. De plus, cette technologie offre une bonne stabilité mécanique et une bonne fiabilité et il est compatible avec les éléments MMIC du filtre. La Figure (II.33) (b) montre un filtre interdigital micro-usiné fonctionnant à 14 GHz.

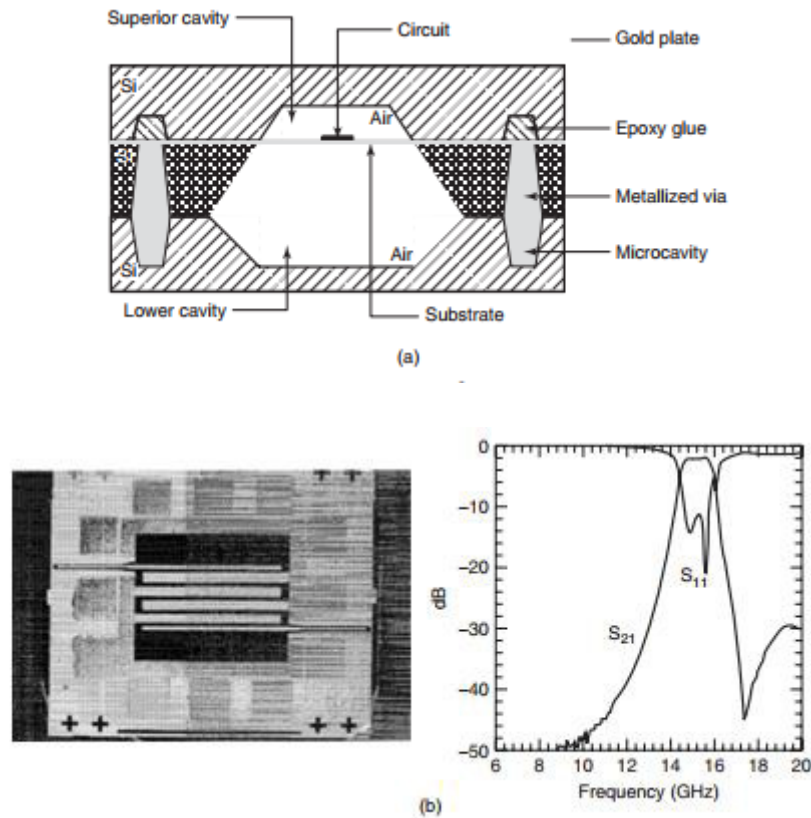


Fig. II.33 (a) Technologie micro-usinée, (b) Exemple de filtre

Depuis lors, le silicium micro-usiné a été utilisé pour réaliser des dispositifs à ondes millimétriques tels que des filtres et des antennes [74,75].

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu des différentes structures et technologies utilisées aujourd'hui pour les filtres à hyperfréquences. Les avantages et les inconvénients de chaque technologie ont été également donnés. Le choix d'une technologie dépend de plusieurs facteurs, tels que les exigences de réponse du filtre, la complexité et le coût, la taille, le traitement de l'alimentation et les niveaux de perte d'insertion.

Pour les technologies planaires, la tendance est à la miniaturisation des filtres en définissant des topologies de filtres plus complexes. Le développement de ces résonateurs planaires repose principalement sur des simulations électromagnétiques permettant de quantifier le couplage introduit par les différentes formes et positionnements. L'objectif est d'améliorer les caractéristiques de propagation tout en réduisant la surface totale occupée par le filtre. Il est montré que les nouveaux résonateurs plans fournissent des moyens de miniaturiser tout en

améliorant le rejet en bande d'arrêt et même en améliorant parfois les performances électriques telles que les facteurs de qualité.

Chapitre III

Présentation des logiciels ADS et CST

III.1 Introduction

Durant ces dernières années, les logiciels de simulation disponible dans le commerce utilisant différentes méthodes numériques. Tant que le choix de logiciel de simulation dépend donc du problème à résoudre par exemple, la taille, le type et le matériau de la structure, la complexité de la géométrie.

Les logiciels de simulation sont très largement utilisés aujourd'hui dans la conception des filtres. On peut concevoir ou importer directement dans les logiciels de simulation un modèle d'un filtre micro-ruban constituant les systèmes de télécommunications avec la présence des dispositifs électroniques, il permet d'avoir une idée assez précise sur le comportement du système [76].

Dans ce chapitre nous allons présenter le logiciel ADS (Advanced Design System) qui fournit une vaste gamme de modes et de modèles de simulation. Pour la conception des circuits numériques de haute vitesse, les outils de simulation les plus utiles seront l'analyse en courant continu et transitoire. ADS est orientée vers les applications à micro-ondes, il contient une bibliothèque très riche de modèles de ligne de transmission et de composants passifs

Il est impératif avant toute simulation de se familiariser avec cet outil de développement. Nous concentrons notre travail à connaître comment créer, simuler, et analyser un filtre micro-ruban, en utilisant l'environnement de conception ADS « Advanced Design System ».

III.2 Définition

Le logiciel ADS (Advanced Design system) est un outil de conception des systèmes avancés, il est développé par Agilent Technologies. Il est dédié à la simulation et à la conception des circuits et des systèmes électroniques RF. Il offre tout un ensemble d'environnements de simulation de types circuit électrique et électromagnétique, dans les domaines temporel et fréquentiel [77].

III.3 Prise en main du logiciel

III.3.1 Les projets sous ADS

Cette partie est une présentation concise de l'utilisation du logiciel et de ses possibilités.

Afin de démarrer avec ADS

Choisir le lien direct, autrement dit cliquer sur la fenêtre ADS se trouvant sur le bureau. Il est judicieux avant d'utiliser ADS de fournir des informations de démarrage surtout aux nouveaux utilisateurs. ADS organise le travail de conception sous la forme d'espace de travail (workspace). Une fois que nous cliquons sur l'icône ADS la fenêtre qui est montrée par la Figure (III.1) apparaît [77].



Fig. III.1 Fenêtre de démarrage de l'ADS.

Il passe automatiquement à l'interface donnée par la Figure (III.2) sur laquelle est montrée une petite fenêtre de démarrage avec ADS. Cette dernière peut être supprimée en cliquant sur l'icône close (fermer), la Figure (III.3).

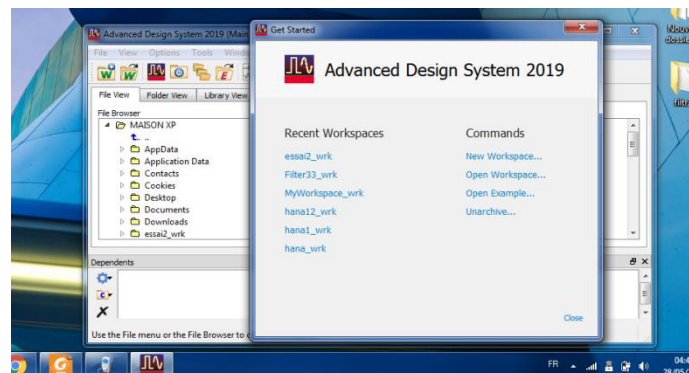


Fig. III.2 Interface de démarrage.

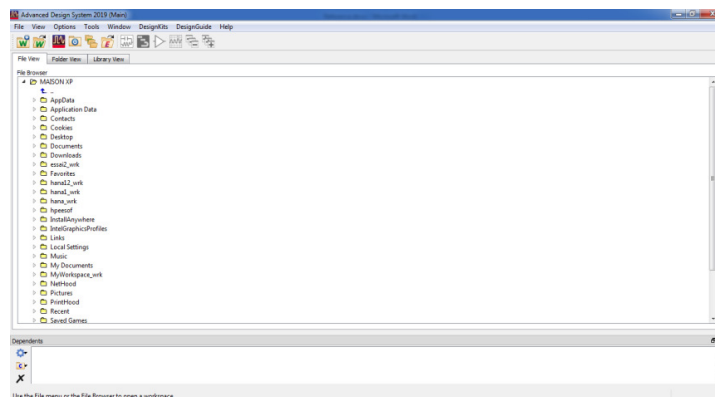


Fig. III.3 Interface ADS sans fenêtre de démarrage.

C'est à partir de cette fenêtre que les projets sont gérés. ADS utilise des répertoires appelés Workspace pour organiser et stocker les données générées lors de la création, la simulation et l'analyse de systèmes. Workspace contient par exemple les circuits, les layouts, ou encore tous les résultats de simulations effectuées. Lors de l'ouverture d'un Workspace, la fenêtre suivante s'ouvre la Figure(III.4).

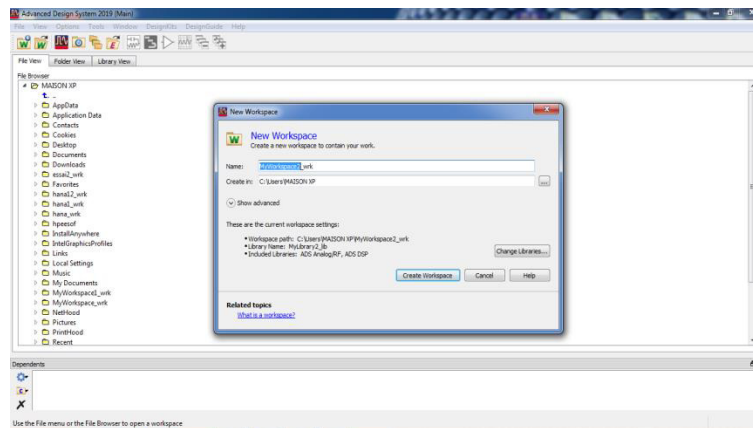


Fig. III.4 Choisir un nom et un emplacement pour le nouveau Workspace.

Workspace est un répertoire défini avec la syntaxe «MyWorkspace». Dans chaque Workspace des sous répertoires sont créés Figure (III.4), chacun d'entre eux correspondant à un type de fichier (emplacement, circuit, résultat de simulation.etc.) [77].

III.3.2 Conception d'un système sous ADS

Pour créer un système, il faut ouvrir une fenêtre appelée « schématique ». Pour cela, il suffit de cliquer sur l'icône correspondant (« New Schematic Window ») de la fenêtre principale, ou bien sur l'onglet « window/New schematic » de cette même fenêtre la Figure (III.5).

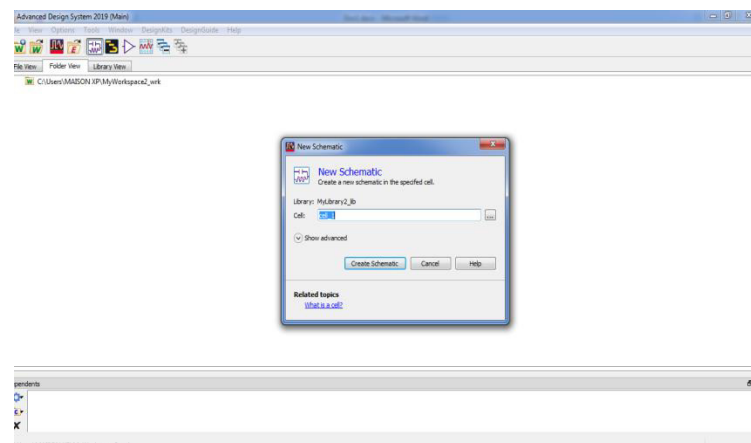


Fig. III.5 Nouveau schéma.

Il est aussi possible de créer un nouveau design dans l'onglet file de la fenêtre principale («File/New Design »). Dans ce dernier cas, à l'ouverture de la fenêtre, deux types de «schématisques» sont possibles : schematic RF/analog Design (traitement analogique) ou schematic DSP Design (analyse numérique). Dans cette fenêtre la Figure (III.6) il est possible de :

- Créer et modifier des circuits et des « layout ».
- Ajouter des variables et des équations.
- Placer et configurer des composants, des contrôleurs de simulations.
- Générer un layout à partir d'un système et inversement.
- Ajouter des commentaires.

Une fois la « schématique » ouverte, il est alors possible de placer des composants, des sources de mesures, des contrôleurs de simulations... Pour cela, il suffit de chercher l'élément voulu dans la bibliothèque correspondante. Chacun d'entre eux dispose d'un certain nombre de paramètres réglables. Lorsqu'un élément est placé sur la schématique une définition de celui-ci est disponible en appliquant un double clic sur cet élément puis en sélectionnant le bouton « Help ».

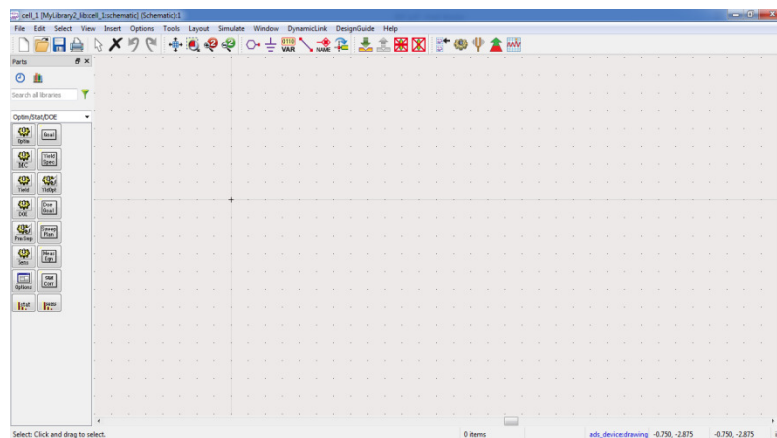


Fig. III.6 Fenêtre schématique.

Une fois tous les éléments placés et correctement configurés, il faut les relier en plaçant des fils (bouton « insert wire ») [78].

III.3.3 Simulation

ADS propose des outils appelés contrôleurs pour simuler et optimiser un système la Figure (III.7). La simulation d'un système numérique (ex. DSP) nécessite l'utilisation d'un « Data Flow controller » qui se trouve dans la librairie « Common components » (icône « DF »). Pour une simulation analogique RF plusieurs contrôleurs variables sont disponibles suivant le

type d'analyse que l'on souhaite obtenir (AC, DC, paramètre[S], temporel, fréquentiel.etc, et ils se trouvent dans les bibliothèques « simulation-x » [78].

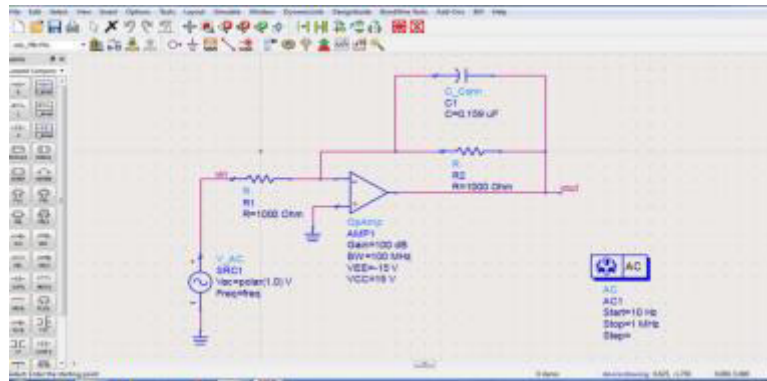


Fig. III.7 Simuler un système.

S'il n'y a pas d'erreurs une fenêtre apparaît comme indiqué par la Figure (III.8).

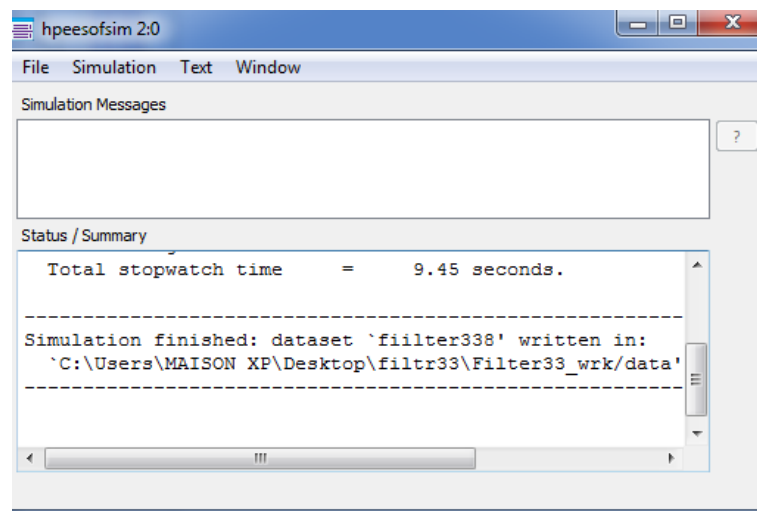


Fig. III.8 Résultat de la simulation.

III.4 Exemple d'un filtre avec ADS

III.4.1 Création du projet

Après avoir créé un nouveau répertoire, on ouvre une nouvelle page *Schematic* pour dessiner le filtre en utilisant les composants suivant [79] :

➤ **MLIN (Microstrip Line)**

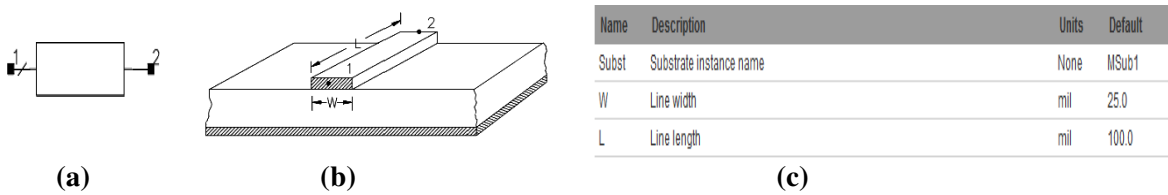


Figure III.9 (a) Symbole, (b) Illustration, (c) Paramètres.

Gamme d'utilisation

$$1 \leq ER \leq 128$$

ER = constante diélectrique (de Subst associé).

$$0.01 \leq w/H \leq 100 \quad \text{Où}$$

H = épaisseur du substrat (du sous-sol associé).

➤ **MLOC (Microstrip Open-Circuited Stub)**

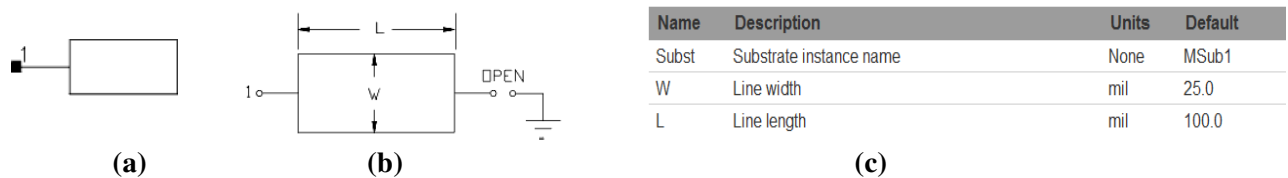


Fig. III.10 (a) Symbole, (b) Illustration, (c) Paramètres.

Gamme d'utilisation

$$1 \leq ER \leq 128$$

ER=constante diélectrique (de Subst associé).

$$0.01 \leq w/H \leq 100 \quad \text{Où}$$

H=épaisseur du substrat (du sous-sol associé).

➤ **Term (Port Impedance for S-parameters)**

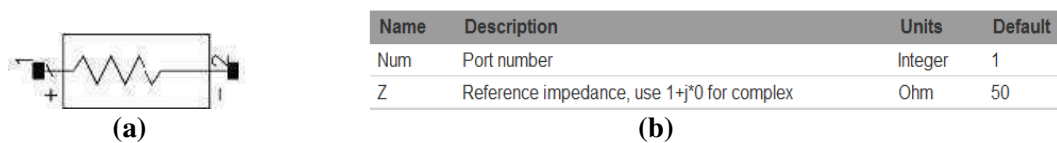
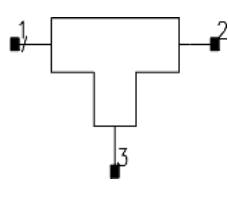
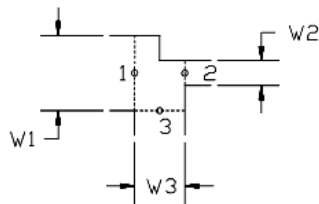


Fig. III.11 (a) Symbole, (b) Paramètres.

➤ MTEE_ADS (Libra Microstrip T-Junction)



(a)

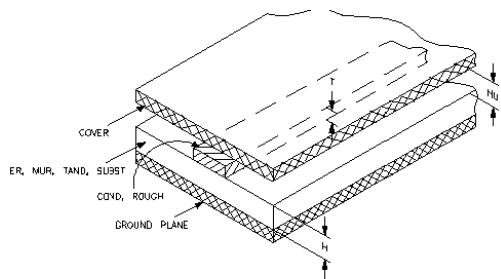


(b)

Name	Description	Units	Default
Subst	Substrate instance name	None	MSub1
W1	Conductor width at pin 1	mil	25.0
W2	Conductor width at pin 2	mil	25.0
W3	Conductor width at pin 3	mil	50.0
Temp	Physical temperature (see Notes)	°C	None

(c)

➤ MSUB (Microstrip Substrate)



(a)

Name	Description	Units	Default
H	Substrate thickness	mil	10.0
Er	Relative dielectric constant	None	9.6
Mur	Relative permeability	None	1
Cond	Conductor conductivity	S/meter	1.0e+50
Hu	Cover height	None	3.9e+034
T	Conductor thickness	mil	0
TanD	Dielectric loss tangent	None	0

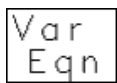
(b)

MSub

MSub1
 H=1.6 mm
 Er=4.4
 Mur=1
 Cond=1.0E+50
 Hu=1.0e+033 mm
 T=0.035 mm
 TanD=0.01

Fig. III.14 (a) Illustration, (b) Paramètres.

➤ VAR (Variables and Equations Component)



(a)

Name	Description	Units	Default
X	Name of variable or equation	None	1.0

(b)

Var Eqn

Vj
 Vj
 w50=2.31mm
 w
 w81=1mm
 w129=0.32mm

Fig. III.15 (a) Symbole, (b) Paramètres.

➤ **S-Parameter (Simulation Parameter)**

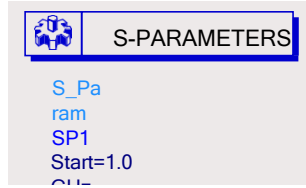


Fig. III.16 Plage de fréquence (start/stop) et nombre de pas (step) en (GHz).

III.5 Principaux avantages d'ADS

ADS aide les ingénieurs à résoudre des problèmes complexes sur le développement d'installations, y compris un appareil avec des signaux mixtes (analogiques et numériques) de haute fréquence à DC. Lorsqu'elle est équipée d'une variété d'outils de conception efficaces offerts par *Agilent*, l'équipe de développement a la capacité d'explorer rapidement différentes idées, puis de simuler les caractéristiques électriques et physiques des propositions les plus prometteuses. ADS vous permet d'analyser un flux de données pour le traitement numérique ou la distribution du signal dans le chemin analogique / RF. Vous pouvez effectuer certaines des étapes de développement de haut niveau jusqu'à la mise en œuvre physique en utilisant ADS, puis transférer le processus à d'autres conception assistée par ordinateur d'autres fabricants, ainsi c'est simulateur qui combine la possibilité de développer une variété de dispositifs, des téléphones cellulaires et des pagers aux réseaux sans fil et aux systèmes radar [79].

III.6 Schéma du filtre avec les lignes de transmission

La Figure (III.17) représente le schéma du filtre en utilisant les lignes de transmission

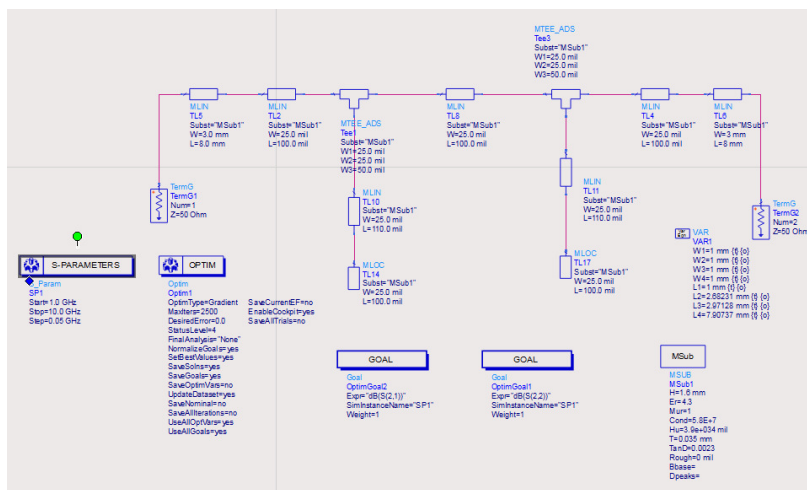


Fig. III.17 Schéma du filtre avec les lignes de transmission.

Pour visualiser les résultats de simulation, en cliquant sur « *simulate* », puis en utilise «*Rectangular Plot* » pour voir les courbe des deux coefficients S_{11} et S_{21} comme le montre la Figure (III.18)

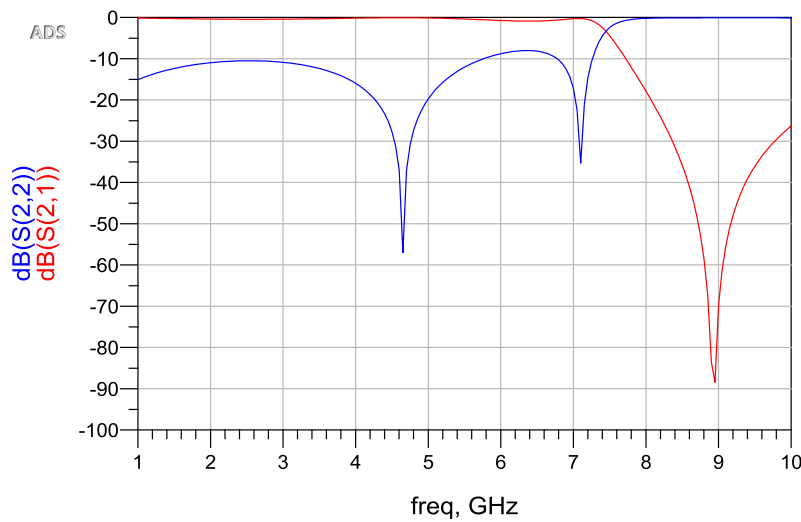


Fig. III.18 Résultats de simulation.

III.7 Masque de circuit (*Layout*)

Finalement, générer le masque du circuit à l'aide du menu *layout/generate layout* (on suivra les options par défaut) et on mettra en premier plan la fenêtre « *layout* » comme ci-dessous :

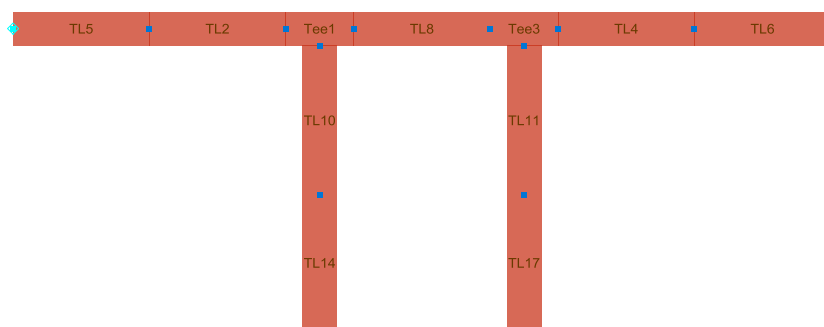


Fig. III. 19 Masque de circuit (Layout).

III.8 CST

Vue la large utilisation de ce logiciel dans la simulation des systèmes hyperfréquences nous allons exposer une bref introduction de ce logiciel.

III.8.1 Présentation du logiciel CST

III.8.1.1 Historiques

CST « Computer simulation technology» signifie « Simulation technologie assistée par ordinateur » a été fondé en 1992, ce simulateur électromagnétique CST STUDIO SUITE est l'aboutissement de nombreuses années de recherche et de développement dans les solutions les plus efficaces et précises de calcul pour la conception électromagnétique. CST Microwave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passives en 3-dimensions basée sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (Finite Intégration Technique) . Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3-dimensions de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. De plus, contrairement à la plupart des logiciels de simulation électromagnétique, CST, d'une par sa méthode, discrétise la forme intégrale des équations de Maxwell plutôt que leurs formes différentielles. CST Microwave Studio est vu par un nombre croissant d'ingénieurs comme un outil de développement standard de l'industrie qui offre à ses clients le choix de six modules solveur puissants. CST Microwave Studio fait partie de la CST STUDIO SUITE, et offre un certain nombre de différents solveurs pour différents types d'applications [79].

III.8.1.2 Modules de CST

L'outil CST est constitué d'un certain nombre de modules appelés « solveurs ».

a- Un solveur transitoire

Il s'agit d'un module 3D général qui permet d'obtenir des simulations en temps réel, ce qui peut être intéressant pour étudier la propagation du champ dans un composant électronique en fonction du temps [79].

b- Un solveur fréquentiel

Comme le solveur transitoire, il est constitué d'un solveur général basé sur une méthode fréquentielle. Selon la structure étudiée, le maillage peut être cartésien ou tétraèdre.

c- Un Solveur intégral

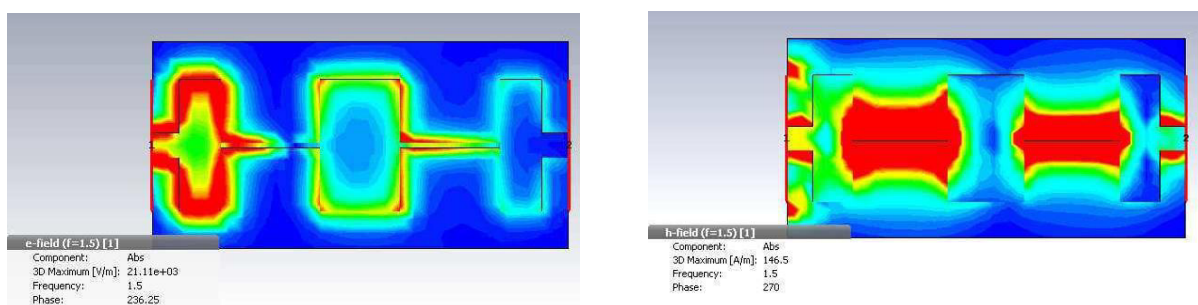
Ce solveur est dédié aux plus grandes structures électriques. Il se fonde sur la Méthode des moments avec une formulation intégrale des champs électriques et magnétiques. Afin de réduire la complexité numérique l'approche MLFMM (Multi level Fast Multipole Method) est utilisée [79].

d- Un Solveur modal

Ce solveur est dédié à des simulations de structures fermées résonantes. Les résultats qui peuvent être obtenus sont par exemple la distribution des modes ainsi que les fréquences de résonance de la structure. L'outil le plus flexible est le solveur transitoire, qui peut obtenir le haut débit tout comportement en fréquence du dispositif simulé d'un seul terme de calcul. Ce solveur est efficace pour la plupart des types d'applications à haute fréquence tels que des connecteurs, lignes de transmission, filtres, antennes.

CST nous permet donc de décrire nos dispositifs hyperfréquences à contrôler tels qu'ils sont réalisés en pratique par un empilement de couches de matériaux ayant pour caractéristique soit la permittivité et la tangente de pertes dans le cas d'un semi-conducteur, Soit la conductivité électrique dans le cas d'un métal à pertes, pour ne citer que les deux matériaux dont sont composés nos dispositifs. Nous avons choisi ce logiciel car l'utilisation d'un outil de résolution dans le domaine temporel est très avantageuse en termes de temps de calcul pour la simulation des filtres RF [14].

La Figure (III.20) illustre un exemple d'un filtre passe-bas micro-ruban à saut d'impédance. Notre projet est basé sur une série de simulations de structures micro-ruban à l'aide d'un logiciel de simulation CST Microwave Studio.



(a)







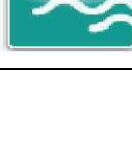
(b)

Fig. III.20 Modélisation de l'environnement électromagnétique (a) champ E, (b) champ H.

III.8.1.3 Modules

Le tableau suivant résume les modules d'exécution de logiciel CST

Tableau III.1 Les modules d'exécution de logiciel CST.

<p>CST EM Studio</p> 	<p>- CST EM STUDIO est un outil facile à utiliser pour l'analyse et la conception des structures statiques et basses fréquences.</p> <p>- Les applications incluent: les actionneurs, les freins, EMC, générateurs, de mesure, moteurs, capteurs et le blindage.</p>
<p>CST particule studio</p> 	<p>CST PARTICULE STUDIO est un outil spécialisé pour la conception rapide et précise. Il inclut l'analyse des canons à électrons 3D, les tubes cathodiques.</p>
<p>CST Mphysics Studio</p> 	<p>CST MPHYSICS STUDIO est un outil d'analyse pour les contraintes thermique et structurale, et des problèmes de mécanique.</p>
<p>CST Design Studio</p> 	<p>CST DESIGN STUDIO est une plate-forme universelle pour gérer les processus de conception d'un système complexe. En construisant des sous-systèmes élémentaires, l'utilisateur peut analyser le comportement du système complet en petits segments.</p>
<p>CST PCB Studio</p> 	<p>CST PCB STUDIO est un outil pour l'étude des signaux et la simulation des effets EMC et EMI (Electromagnetic Compatibility/ Électromagnétique Interférence) sur cartes de circuits imprimés (PCB).</p>
<p>CST Câble Studio</p> 	<p>CST CABLE STUDIO est un outil pour l'analyse des effets dans les systèmes de câble, y compris les fils unique, paires torsadées ainsi que des faisceaux de câbles complexes.</p>
<p>CST Micros Tripes</p> 	<p>CST Micro Stripes analyse les structures de rayonnement d'antennes complexes, et résous les problèmes EMC/EMI.</p>
<p>CST Microwave Studio</p> 	<p>CST MWS est un outil de simulation 3D spécialisé pour le traitement rapide et précis des problèmes à haute fréquence avec un large champ d'application.</p>

CST Microwave Studio offre des avantages considérables de produits au prix du marché les cycles de développement plus courts, le prototypage virtuel, avant les essais physiques optimisations, au lieu d'expérimentation [14].

III.8.1.4 Principales caractéristiques de logiciel CST

CST MICROWAVE STUDIO est un logiciel complet pour l'analyse et la conception électromagnétique dans la gamme haute fréquence. Il simplifie l'insertion des structures en fournissant un solide en *3D* pour modéliser, à la fin chaque élément ou « Component » Figure (III.21). Après cette modélisation, une procédure entièrement automatique de maillage est appliquée avant que la simulation soit lancée

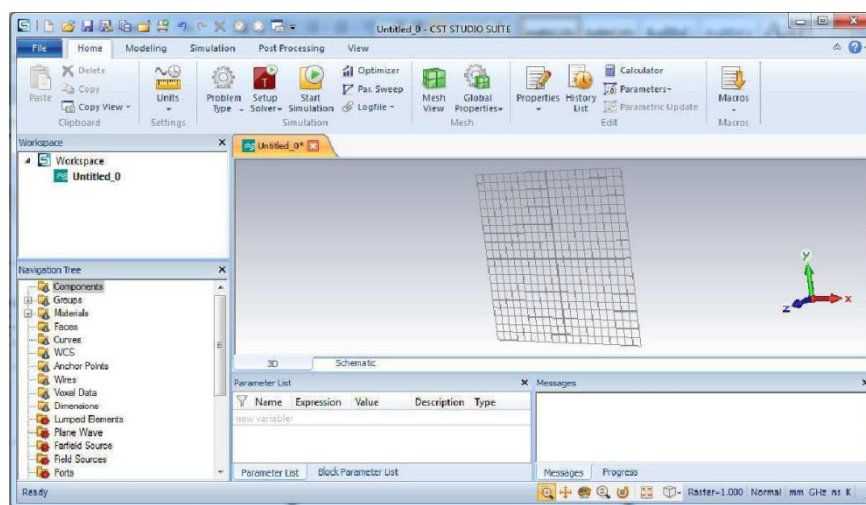


Fig. III. 21 Interface graphique de CST microwave studio.

III.8.1.5 La méthode FIT utilisée par le logiciel CST

CST Microwave Studio est un code de calcul basé sur le schéma FIT. Il utilise un maillage cubique pour limiter les couts de calcul. La FIT est utilisée par le logiciel d'analyse électromagnétique 3D Microwave Studio de CST qui présente de nombreuses optimisations de calcul et une interface graphique conviviale, elle est appliquée dans le domaine Temporel. La discrétisation des dérivées temporelles est faite par le schéma leap-frog utilisé aussi en FDTD. À la différence de la FDTD, l'utilisation ici de la forme intégrale locale permet d'appliquer la technique des PBA. Cette technique découpe une cellule élémentaire en deux et assigne à chacune des parties un matériau différent. La frontière entre les deux matériaux peut être une surface de forme quelconque. Pour des structures relativement complexes géométriquement ou contenant des singularités, les PBA diminuent significativement le nombre de mailles nécessaires. Grace à cette technique de maillage, Microwave Studio peut

prendre par exemple en compte les épaisseurs des feuilles métalliques sans avoir besoin de les mailler directement. Ainsi chaque composante de champ magnétique est entourée de quatre composantes du champ électrique comme le montre la maille élémentaire sur la Figure (III.22). Ce formalisme implique d'une part un maillage parallélépipédique et d'autre part que la taille mémoire nécessaire et le temps de calcul d'une simulation FIT, sont directement dépendants du volume borné de la structure simulée, de la dimension de la maille élémentaire et donc du pas spatial choisi [14].

Il est donc possible par ce logiciel de calculer des champs électriques, des champs magnétiques, mais aussi les paramètres "S" d'un dispositif et de visualiser en trois dimensions les champs rayonnés par ce dernier.

Les points importants pour la réalisation d'une simulation exploitable sont principalement le réglage du maillage lequel est déterminé par la maille élémentaire, le réglage de la précision de convergence du calcul ainsi que le choix des ports pour l'injection du signal d'excitation de la structure [12].

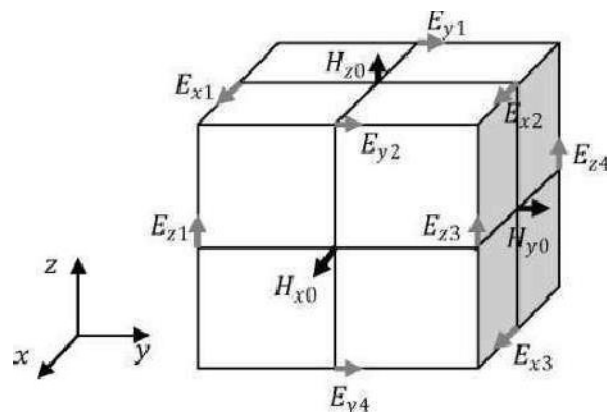


Fig. III.22 Maille élémentaire d'une simulation FIT.

III.9 Exemple d'un projet en utilisant CST

III.9.1 Démarrer le logiciel

Après le démarrage CST Studio Suite, vous serez invité à ouvrir un fichier existant ou à créer un nouveau projet.

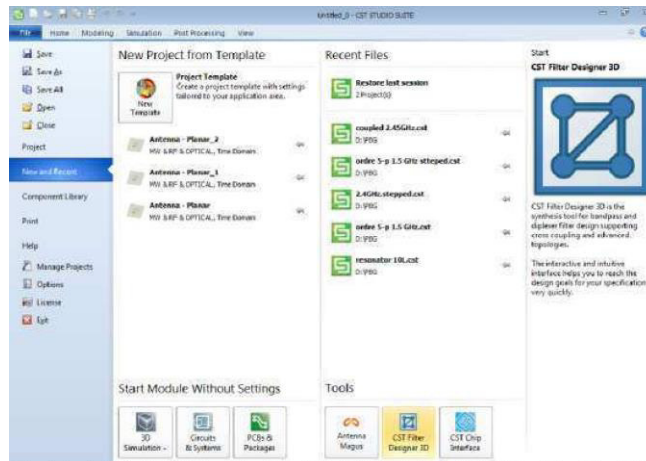


Fig. III. 23 Fenêtre d'accueil.

Dans cette boîte de dialogue, sélectionnez CST microwave studio et cliquez sur OK. Une fois le module correspondant est initialisé, vous verrez une fenêtre similaire à la suivante

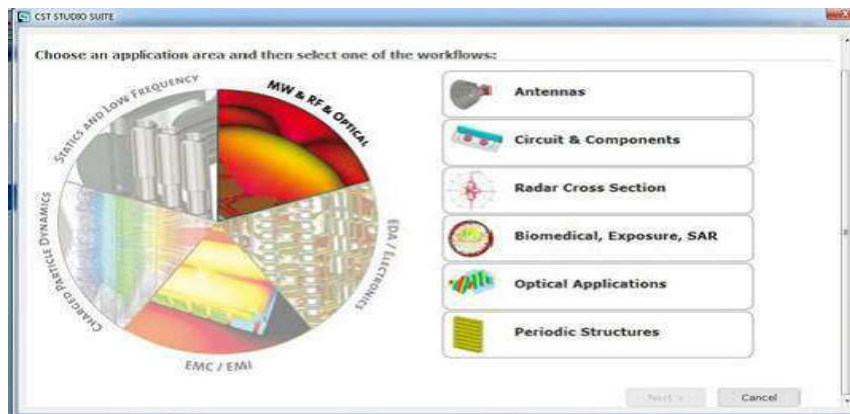


Fig. III.24 Fenêtre pour créer le domaine de travail.

Sélectionner <MW & RF & OPTICAL>, cliquez sur la case <ANTENNAS> et bouton NEXT. Une autre fenêtre a été ouverte

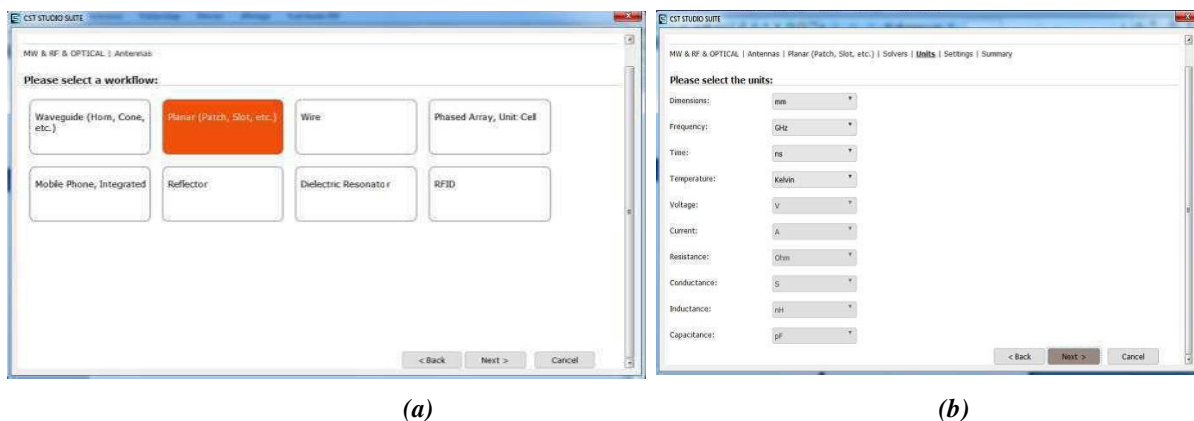


Fig. III.25 (a) Fenêtre de choisir le composant qu'on va le traiter, (b) Liste des paramètres et unités.

Cette fenêtre permet de changer les unités utilisées pour la structure d'un filtre micro- ruban (les dimensions, fréquence, temps, température, etc.), en suite cliquez sur <Next>une autre fenêtre apparait pour définir un intervalle de fréquences. Après on peut démarrer notre structure : filtre micro-ruban.

III.9.2 Aperçu de la structure de l'interface utilisateur

L'image suivante montre une capture d'écran du CST Microwave Studio comme un exemple.

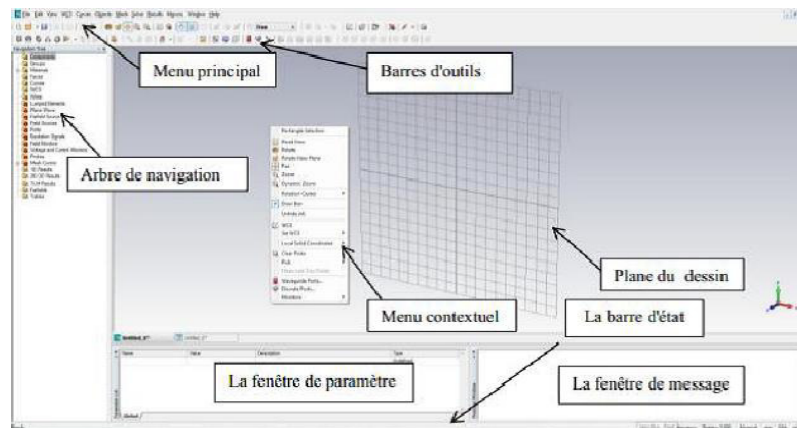


Fig. III.26 Fenêtre principale du logiciel CST.

III.9.3 Créer le plan de masse

Activez l'outil de brique en cliquant sur l'icône correspondante dans la barre d'outils de l'objet. Une boîte de dialogues s'ouvre pour introduire les valeurs numériques de tous les coordonnées (longueur, largeur, épaisseur) et après on va choisir le matériau dans notre cas (PEC : Perfect Electric Conducting) et cliquez sur OK.

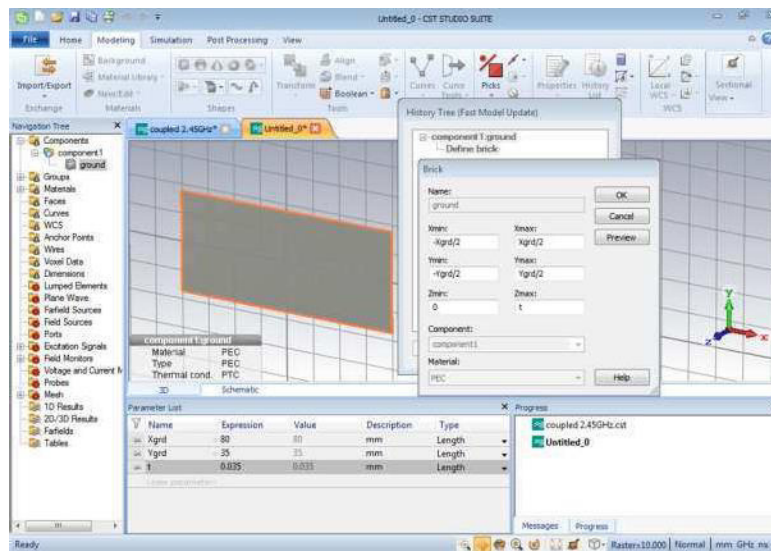


Fig. III.27 Introduire le plan de masse.

III.9.4 Créer un substrat diélectrique

Les mêmes étapes vu précédemment pour créer la masse, dans ce cas on va choisir le matériau (FR-4 loss free) et cliquez sur OK.

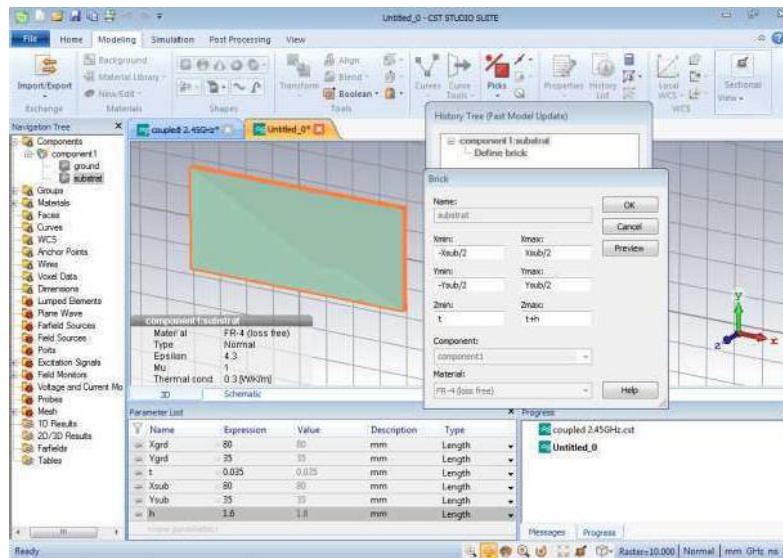


Fig. III.28 Substrat diélectrique.

III.9.5 Créer le filtre micro-ruban

Pour créer le patch (stubs) il faut activez l'outil de Modeling en cliquant sur l'icône correspondante dans la barre d'outils de l'objet : Brick, sphere, cone, cylinder.etc. Et suivre les mêmes étapes de création du plan de masse.

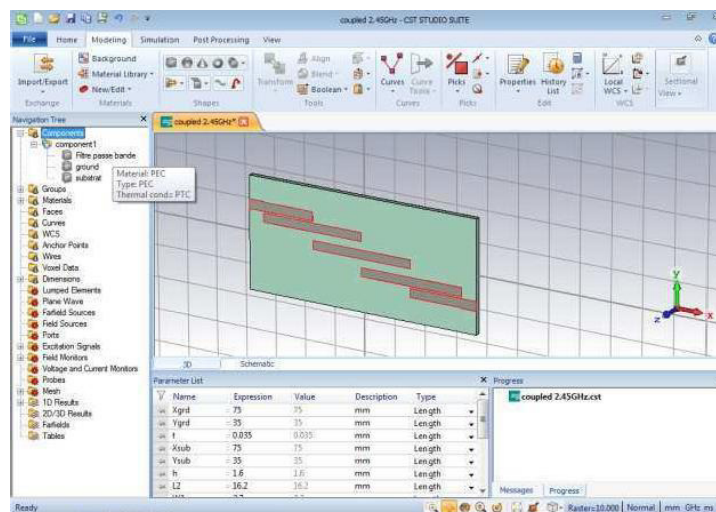


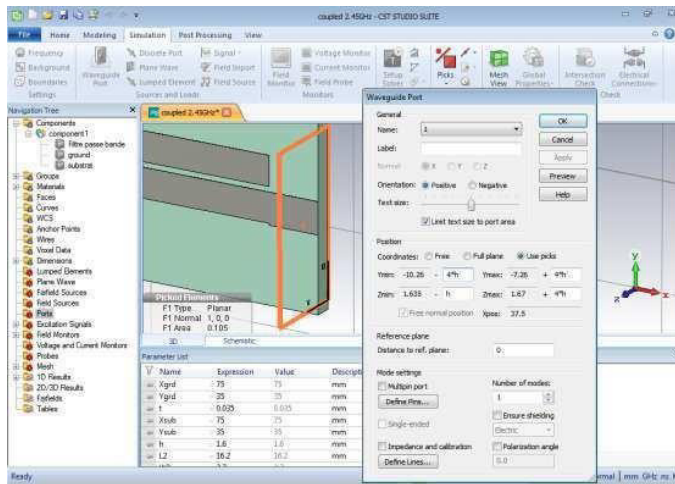


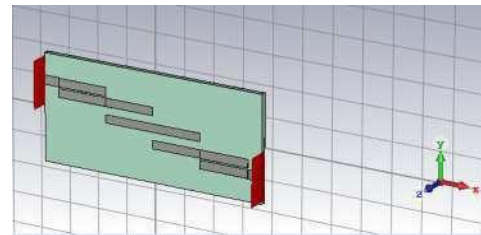
Fig. III.29 Premières étapes pour créer le filtre micro-ruban.

III.9.6 Définir les ports

- Activez l'outil de PORT en cliquant sur l'icône « Pick »  « Pick face » correspondante dans la barre d'outils de l'objet, puis en définie le port sur l'icône « waveguide port» 
- En utilisant la boîte de dialogue on va introduire l'emplacement de ce port suivant x,y et z.



(b)



(b)

Fig. III.30 (a) création des ports d'alimentation, (b) Vue finale du filtre.

III.9.7 Simulation

1. Activez l'outil de simulation en cliquant sur l'icône correspondante dans la barre d'outils de l'objet.
2. En utilisant la boîte de dialogue on peut choisir la précision.
3. Et cliquez sur<Start>.

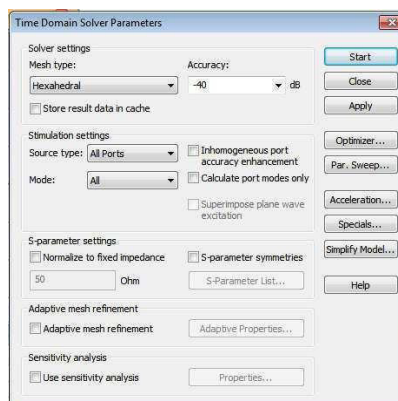


Fig. III.31 Boite de simulation dans le domaine temporelle.

III.9.8 Résultats

➤ Les fréquences de coupure (f_{\max} , f_{\min}) et la bande passante

Les résultats s'affichent en cliquant sur  10 Results dans l'arbre de navigation puis en

cliquant sur  S-Parameters

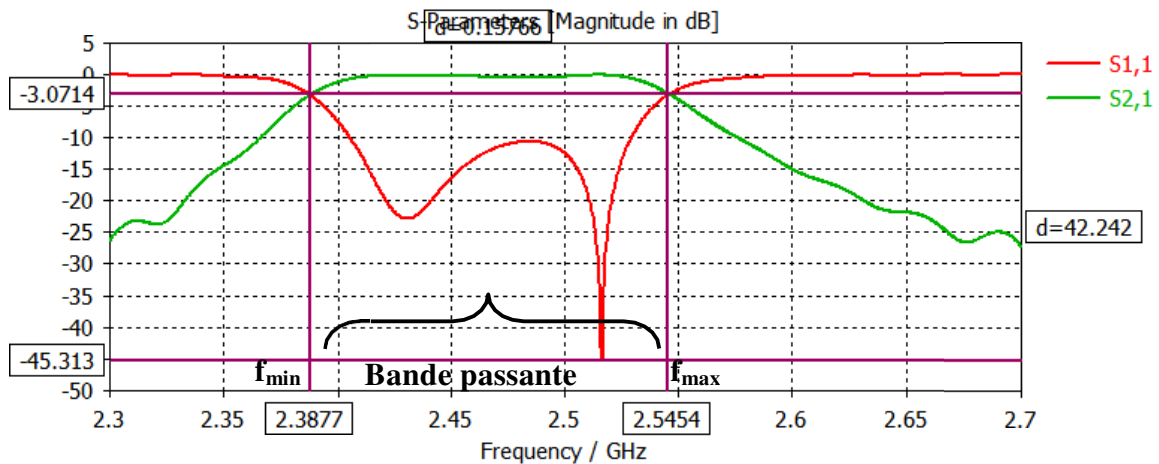


Fig. III.32 Résultats de simulation pour les deux coefficients S_{11} et S_{21} .

III.10 Conclusion

Ce chapitre a été orienté à une présentation globale des outils de simulation, ces outils très puissants sont capable de simuler pas mal de structures électromagnétiques y compris tous types de filtres dites RF (Radio Fréquence). Une description globales des simulateurs CST et ADS, à été présentée. Ces logiciels sont considérés parmi les logiciels performants pour la simulation des environnements électromagnétiques, et filtres dans le domaine RF donc pour cela il est très intéressant de plus approfondir nos connaissances afin de connaître les différents outils de simulation pour encadrer plus d'applications. Enfin une fois que nous avons maîtrisé ces outils nous pouvons dans le prochain chapitre simuler le filtre souhaité et discuter et interpréter les résultats obtenues.

Chapitre IV

Conception et réalisation du filtre RF ULB

IV.1 Introduction

De nombreuses technologies nécessitent l'installation de différents filtres avec des fonctionnalités avancées. Des filtres ultra large bande de haute performance et de petite taille sont indispensables pour améliorer les performances du système et réduire les coûts de fabrication qui peuvent être utilisés dans les systèmes de communication électronique récents, tels que la technologie WLAN (Wireless Local Area Network), Bluetooth et Wifi. Dans ce chapitre, nous présentons la technique de conception et la simulation d'un filtre RF ultra large bande (ULB) en technologie planaire basée sur les stubs. Le filtre est conçu et optimisé à une ultra large bande d'environ 2,85 GHz et une fréquence centrale autour de 5.1GHz pour des applications dans les réseaux locaux sans fil (WLAN) afin d'éliminer tous autres signaux reçus qui sont considérés comme des signaux interférences par rapport à la fréquence de résonance du filtre WLAN. Dans cette étude, notre objectif est de concevoir un filtre planaire imprimé ultra large bande.

Le premier pas dans la conception de ce filtre est un calcul approximatif de son prototype de composant local. Après avoir obtenu les spécifications requises, la structure du filtre est réalisée en utilisant une technique basée sur le stub. La simulation est faite en utilisant un logiciel d'application performant et puissant, ADS (Advanced Design System). Ensuite, l'optimisation est effectuée pour atteindre une fréquence centrale de 2.45GHz.

IV.2 Conception est réalisation du Filtre RF ULB

IV.2.1 filtre de base

En premier temps, nous avons réalisé un filtre simple basé sur une ligne microstrip à une entrée et une sortie à charge adaptée et un stub au milieu. En utilisant le logiciel ADS. Le modèle proposé est schématisé par la Figure (IV.1).

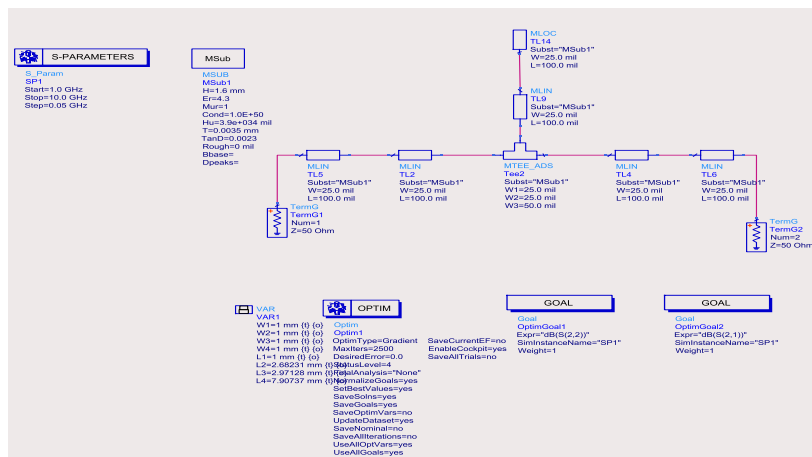


Fig. IV.1 Filtre de base réalisé.

IV .2.2 La réponse du filtre de base

Après simulation la réponse du filtre est illustrée par la figure (IV.2) ci-dessous.

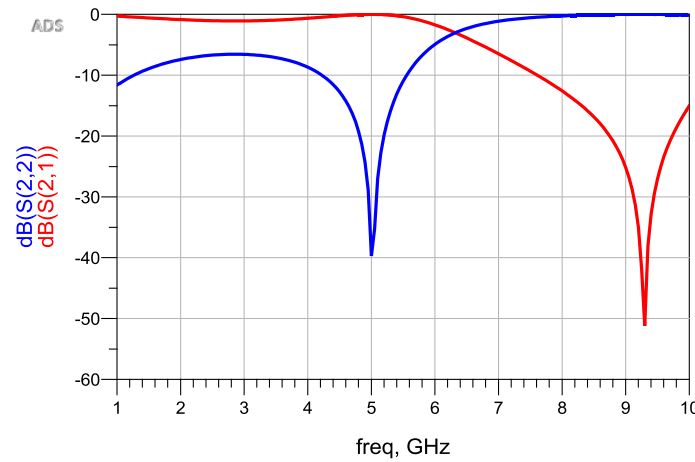


Fig. IV.2 réponse du filtre de base.

On constate que la réponse en fréquence du filtre conçu ne répond pas aux exigences du cahier de charge. Cette réponse est similaire à celle d'un filtre passe bas de fréquence de coupure d'environ 5.4GHz.

IV.2.3 Première amélioration du filtre de base

Pour améliorer le filtre de base conçu auparavant, nous avons ajouté deux stubs similaires de même dimensions à l'entrée et à la sortie du filtre. Nous avons essayé d'améliorer la réponse de ce filtre en se basant sur la modification des dimensions des microstrip formant le filtre. Le schéma du filtre final est montré sur la Figure (IV.3).

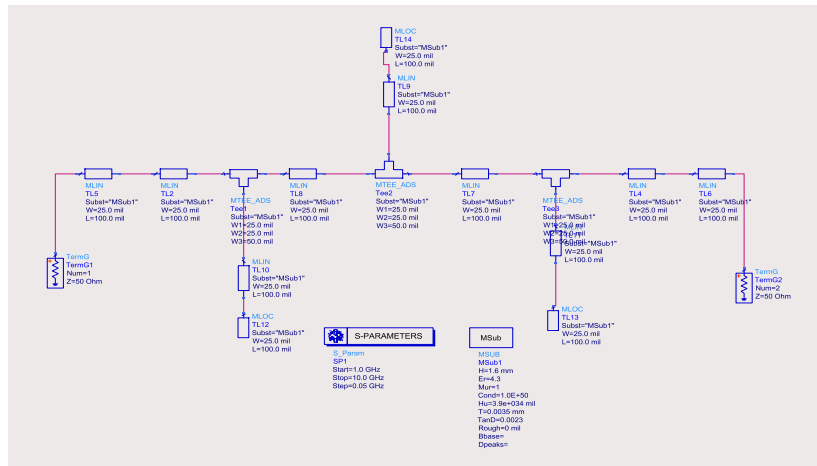


Fig. IV.3 schéma de la première amélioration du filtre de base.

IV.2.4 La réponse du filtre de la première amélioration du filtre de base.

La réponse ainsi conçu ne répond pas encore aux exigences de cahier de charge, avec une réponse similaire à celle d'un filtre passe bas avec décalage de la fréquence de coupure du filtre de base à une fréquence autour de 7.8GHz. Ce qui nous a poussé à améliorer ce dernier pour avoir une meilleure réponse en répondant aux exigences demandées.

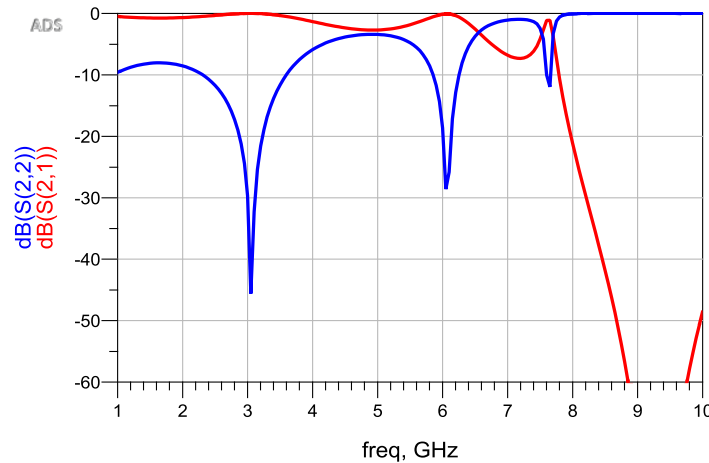


Fig. IV.4 réponse du filtre de la première amélioration.

IV.2.4.1 Première amélioration du filtre de base amélioré

Nous avons changé le filtre de base amélioré en modifiant les deux stubs ajoutés, formant un ‘U’ comme le montre la Figure (IV.5).

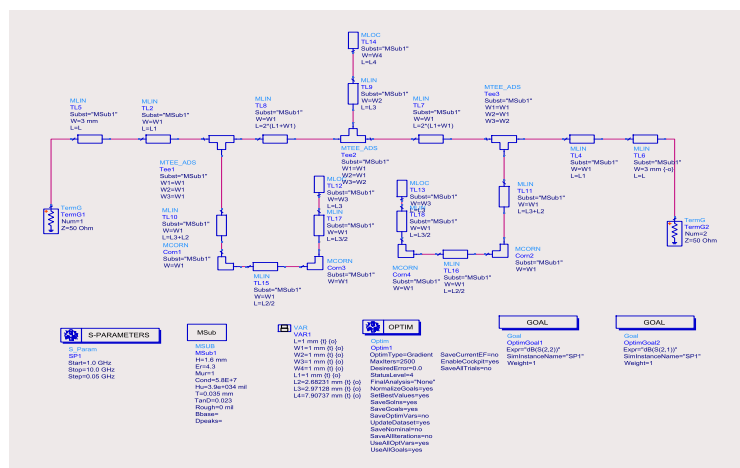


Fig. IV.5 première amélioration du filtre de base amélioré.

IV.2.4.2 Réponse première amélioration du filtre de base amélioré

La réponse du filtre ainsi conçu à l’allure d’un filtre passe bande de fréquence de résonance autour de 6.6GHz avec une bande passante de 2.9GHz. Ces propriétés en dehors de la bande WLAN qui est autour de 5GHz. Cela nécessite des modifications en utilisant les techniques d’optimisations en imposant la bande passante ainsi que des valeurs aux paramètres S (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}).

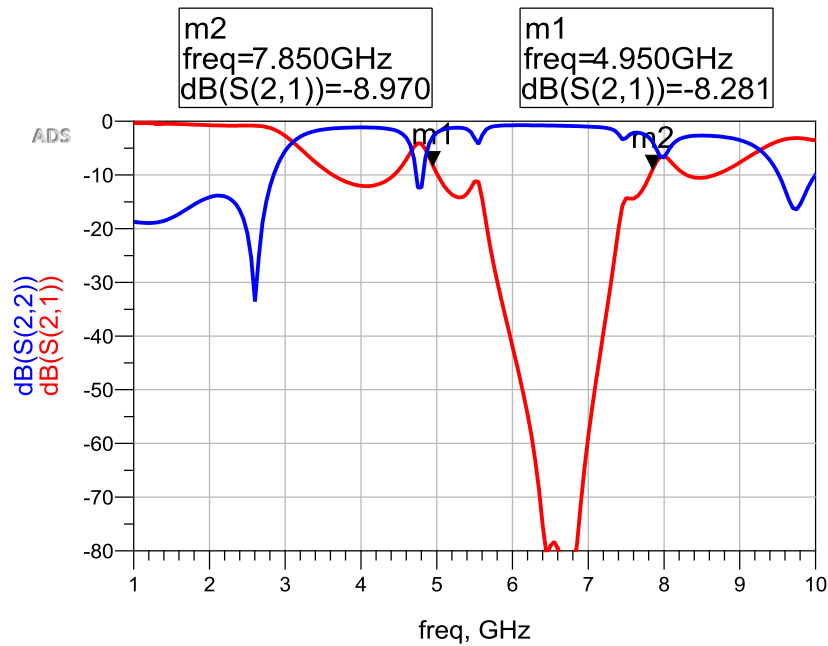


Fig. IV.6 Réponse première amélioration du filtre de base amélioré.

IV.2.4.3 La réponse du filtre après optimisation

La réponse du filtre élaboré après optimisation est meilleure et répond aux exigences demandées.

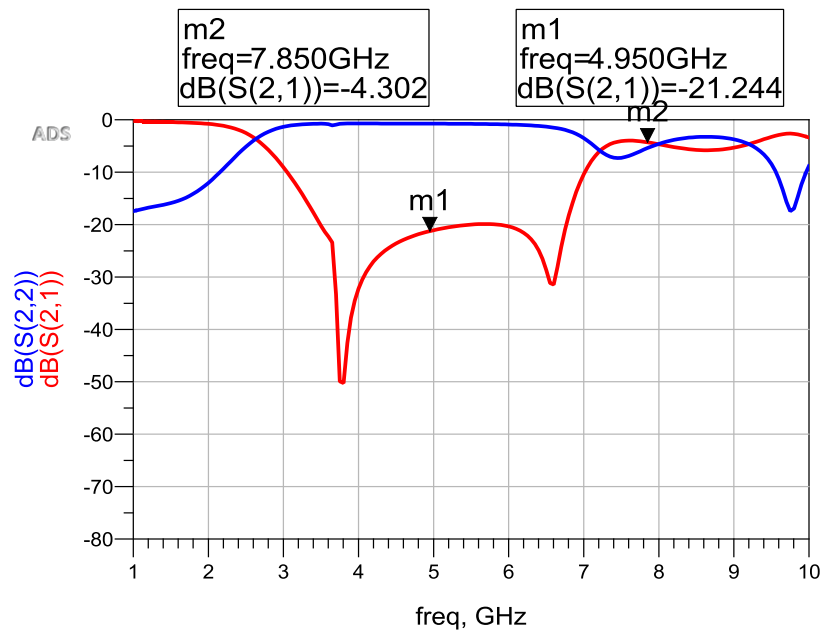


Fig. IV.7 Réponse du filtre après optimisation.

Donc pour accepter la conception finale du filtre il faut voir aussi la partie layout (PCB). Cette dernière doit être miniature et ne contenant pas de chevauchement. Pour cela nous allons générer le PCB du schéma Figure (IV.8).

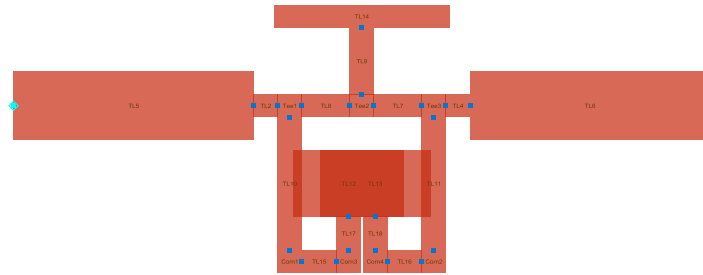


Fig. IV.8 PCB du filtre optimisé généré par ADS.

Le PCB ainsi généré contient des chevauchements gênants par conséquent il ne peut être réalisable. Pour remédier à cet inconvénient il est judicieux de passer à un réglage fin en utilisant la technique de tuning via la boîte de dialogue du logiciel ADS. Les réponses fréquentielles du filtre après tuning sont représentées par la Figure(IV.9).

On constate que les réponses sont améliorées considérablement et répondent bien au cahier de charge.

La bande passante de ce dernier est de 2.7GHz couvrant toute la bande WLAN avec une fréquence de résonance de 3.9GHz et un facteur de qualité de $Q=1.45$ considéré moyennement bon. Ce dernier est calculé en utilisant l'expression suivante :

$$Q = \frac{f_{res}}{f_{c1} - f_{c2}}$$

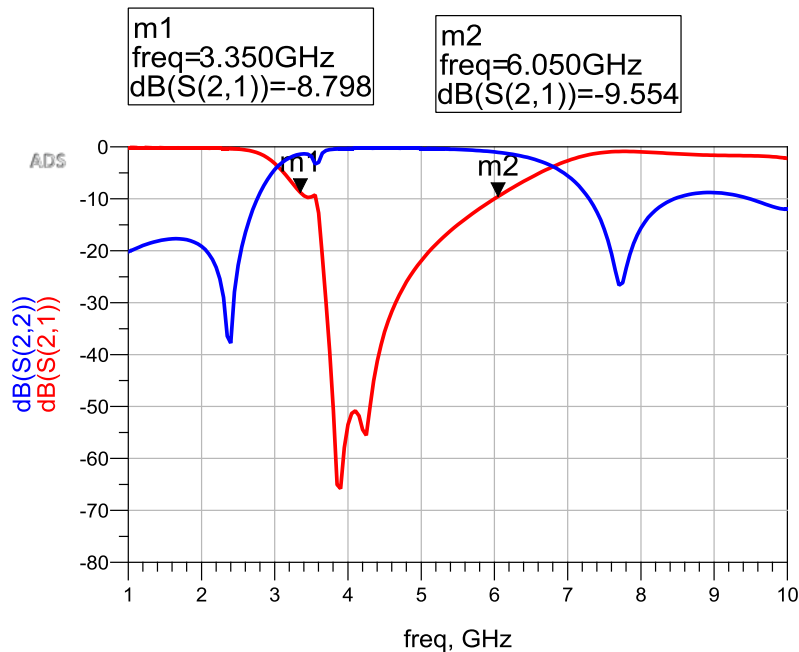


Fig. IV.9 réponse fréquentiel de filtre final.

Le PCB du filtre final est représenté par la Figure (IV.10)

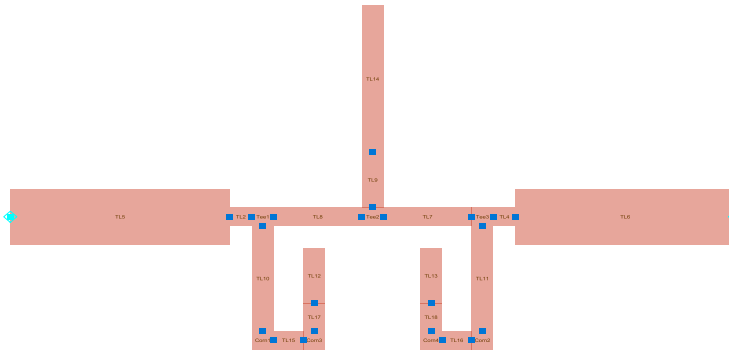


Fig. IV.10 PCB final du filtre développé.

Les résultats obtenus de la dernière version du filtre sont satisfaisants et répondre aux exigences du cahier de charge dont la bande passante imposé est celle du WLAN (4,8GHz - 5,8GHz).

Pour confirmer les résultats obtenus nous avons opté un autre logiciel de simulation des systèmes hyperfréquence qui est le CST. Les dimensions des éléments du filtre jugé bonnes sont implémentées dans la conception du filtre en utilisant ce dernier.

IV.3 La géométrie du Filtre

Nous avons développé avec les dimensions trouvées auparavant avec ADS le même filtre avec le logiciel CST comme le montre la Figure (IV.11) ci-dessous

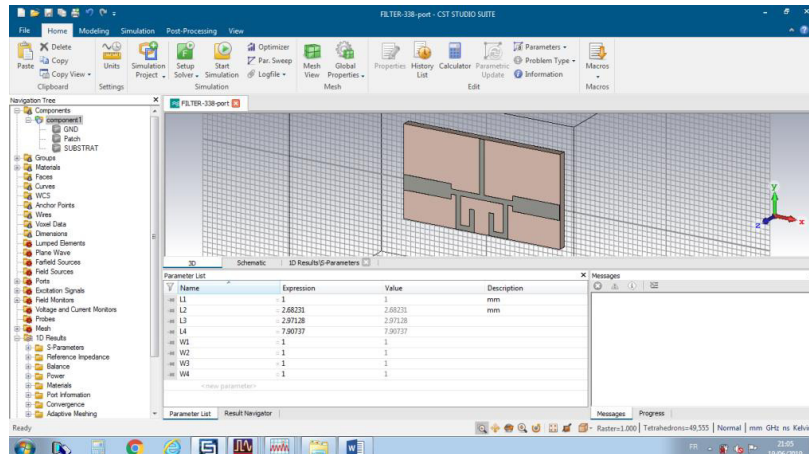


Fig. IV.11 Vue du filtre via la fenêtre de développement CST.

La Figure (IV.12) montre une vue de face du filtre élaboré.

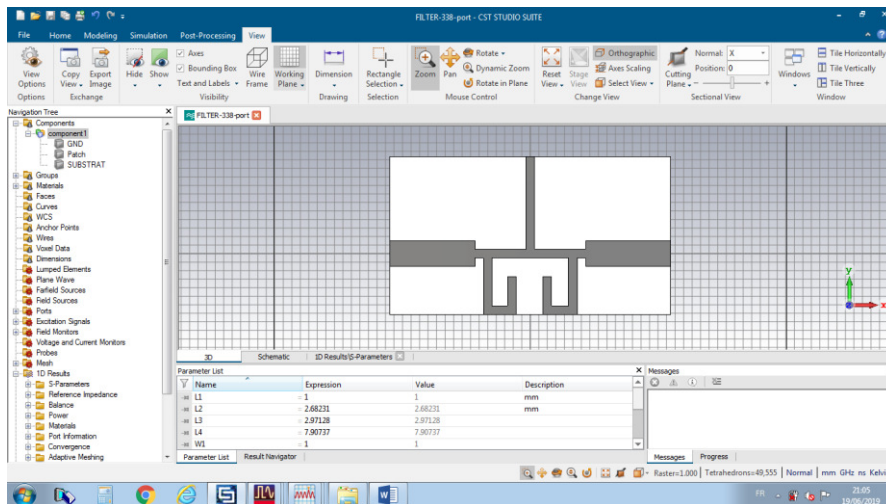


Fig. IV.12 Vue de face du filtre via la fenêtre de développement CST.

La réponse fréquentielle du filtre ainsi développé sous CST est illustrée par la Figure (IV.13).

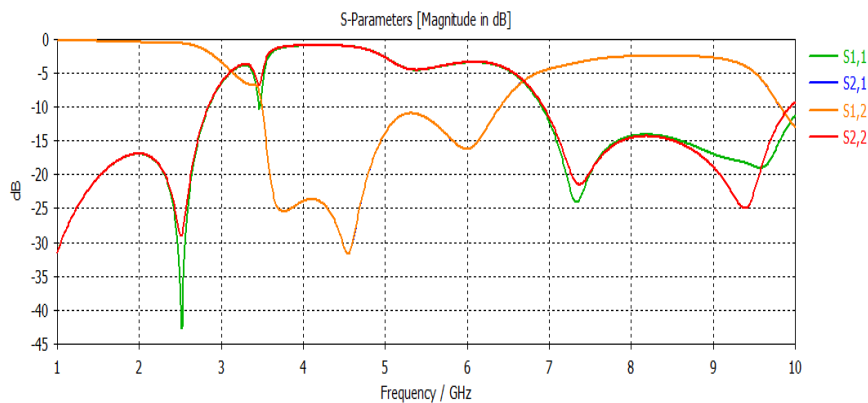


Fig. IV.13 Réponse fréquentielle du filtre avec CST.

On constate que la réponse du filtre avec CST est similaire a celle qui a été obtenue auparavant avec ADS. Ce qui confirme la bonne conception de notre filtre.

IV.4 Etude comparatif

Nous récapitulons les différentes propriétés des filtres réalisés avec ADS et CST à titre de comparaison dans un tableau (IV.1).

Tableau IV.1 Comparaison du filtre réalisé par ADS et CST.

Paramètre du filtre	ADS	CST
Fréquence de résonance	3.9 GHz	4.6GHz
Bande passante	2.7 GHz	3 GHz
Facteur de qualité	1.45	1.53

D'après le tableau (IV.1) on constate que les résultats obtenus sont similaires. Ce qui confirme les résultats du filtre réalisé avec une légère différence due aux techniques de simulations utilisées par chaque logiciel.

IV.5 Conclusion

Cette étude nous a permis de faire la conception d'un filtre passe bande en utilisant la technologie micro-ruban dans la bande WLAN travaillant à partir de la fréquence 4. Jusqu'à la fréquence 7. A cet effet, nous avons utilisé les logiciels ADS et CST pour la conception et l'optimisation des paramètres physiques du filtre (longueur et largeur des lignes micro-ruban). Pour mieux cerner le but de ce sujet, il nous a fallu comprendre les deux logiciels ADS et CST que ce soit dans la conception des filtres ou bien l'optimisation. Les résultats obtenus sont trouvés satisfaisants.

Conclusion générale

Conclusion générale

Globalement, les points forts de la technologie micro-ruban sont leur grande simplicité avec un faible coût de fabrication, ainsi qu'un mode de propagation modélisable. Dans la plupart des cas, les bibliothèques de modèles sont bien fournies et il est relativement aisé de simuler le comportement global de n'importe quel circuit micro-ruban. Malheureusement, cette technologie présente aussi des inconvénients, parmi ceux-ci, la nécessité de réaliser des trous métallisés pour réaliser la mise à la masse, ainsi que la difficulté à obtenir des forts couplages de proximité et la plage d'impédances caractéristiques accessibles assez réduite sont les points les plus pénalisants. On se trouve confronter à un comportement complexe due à la présence des effets inductif, capacitif et résistif.

On a traité dans le premier chapitre des notions de bases des filtres en générale. Le deuxième chapitre est dédié à la présentation des structures des filtres hyperfréquences avec leurs techniques en utilisant la technologie micro-ruban. Ainsi que les techniques de miniaturisation dans tel technologie.

Le troisième chapitre a été consacré à une description des deux logiciels de simulation CST et ADS en présentant un exemple applicatif pour futur utilisateur.

Le quatrième chapitre qui a été réservé à la conception d'un filtre passe-bande ULB. Ce dernier est conçu et optimisé à la bande 5GHz, pour une application dans les réseaux locaux sans fil (WLAN).

Par conséquent, il serait intéressant pour les projets des années futures de proposer une étude de type particulier des filtres RF ULB dans le but de pallier ces derniers inconvénients de technologie micro-ruban tels que la technologie multicouche, la technologie membrane et la technologie HTS pour vraiment entrer en profondeur et comprendre la logique de filtrage dans le domaine de l'électronique en générale et en particulier dans les systèmes de télécommunications.

Les perspectives de ce projet n'ont pas de limite, en effet, au vu de ce que nous avons découvert sur les filtres RF micro-ruban, il en existe de nombreux types que nous n'avons pas pu étudier évidemment, de plus il s'en crée de nouveaux jour après jour. Il est donc toujours possible d'étudier de nouveaux filtres qui permettent de résoudre d'autres problèmes et d'autres applications.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] **Julian Rosu**, " Microstrip, Stripline, and CPW Design ",<http://www.qsl.net/va3iul>.
- [2] **M.Makimoto, S.Yamashita**, "Microwave resonators and filters for wireless communication "- theory, design and application- , Matsushita research institute Tokyo Inc, 1944.
- [3] **Hercules Dimopoulos** « Analog Electronic Filters: Theory, Design and Synthesis ».
- [4] Mémoire de **Hadjet –Naam** « étude et conception de filtre passe bande ultra large bande pour les systèmes de communications sans fils ».
- [5] Mémoire de **BOUHOUCHE ABDELLAH** «Etude de Filtres à Cavités Bi-modes en Guides d'Ondes Rectangulaires Métalliques Creux ».
- [6] **STEVE WINDER**, "analog and digital filter design Second Edition".
- [7] **Jean-Yves Fourniols et Christophe Escriba**, « systeme electronique analogiques Amplification, filtrage et optronique ».
- [8] **Hercules G. Dimopoulos**, "Analog Electronic Filters Theory, Design and Synthesis".
- [9] **Les Thede**, "Practical Analog and Digital Filter Design".
- [10] **Wai-Kai Chen**, "Passive, active, and digital filter".
- [11] **Andreas Antoniou**, "Digital Signal Processing".
- [12] Mémoire de **Yacine** "développement d'un filtre microban a lignes couplées passe bande de 6.5 GHz".
- [13] Mémoire de **Abidat, Siles** "étude et réalisation d'un filtre passe bande de 1 GHz".
- [14] Mémoire de **BOUAOUINA, BELOUADAH** " étude et conception d'un filtre RF pour des applications en télécommunications".
- [15] **Jarry_Pierre_Beneat_Jacques** "Design_and_Realiz".
- [16] **G. F. Craven and C. K. Mok**, " Design of evanescent mode waveguide bandpass filters for a prescribed insertion loss characteristic", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 19, No. 3, pp. 295–308, Mar. 1971.

- [17] **R. V. Snyder**, ‘‘New application of evanescent mode wave-guide to filter design’’, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 25, No. 12, pp. 1013–1021, Dec.1977.
- [18] **R. V. Snyder**, ‘‘Broadband waveguide filters with wide stopbands using a stepped-wall evanescent mode approach’’, 1983 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol.83, No.1, pp.151–153, 1983.
- [19] **Y. C. Shih and K. G. Gray**, ‘‘Analysis and design of evanescent-mode waveguide dielectric resonator filters’’, 1984 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 84, No. 1, pp. 238–239, 1984.
- [20] **M. Lecouve**,’’ Conception et réalisation de filtres microondes à modes évanescents a l’aide d’un algorithme génétique’’, thesis, Bordeaux University, Oct.2000.
- [21] **N. Boutheiller**,’’ Analyse et synthèse par optimisation basée sur l’algorithme génétique de filtres en guide d’ondes rectangulaire’’, thesis, Bordeaux University, Sept. 2002.
- [22] **W. G. Lin**, **Microwave** ‘‘filters employing a single cavity excited in more than one mode’’, Journal of Applied Physics, Vol. 22, pp. 989–1001, Aug. 1951.
- [23] **A. E. Atia and A. E. Williams**, ‘‘ Narrow-bandpass waveguide filters’’, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 20, No. 4, pp. 258–265, Apr. 1972.
- [24] **A. E. Williams**, ‘‘A four-cavity elliptic waveguide filter’’, 1970 G-MTT International Microwave Symposium Digest of Technical Papers 70.1, pp. 90–93, 1970.
- [25] **A. E. Williams and A. E. Atia**, ‘‘Dual-mode canonical waveguide Filters’’, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 5, No. 12, pp. 1021–1026, Dec.1977.
- [26] **L. Accatino, G. Bertin, and M. Mongiardo**, ‘‘A four-pole dual mode elliptic filter realized in circular cavity without screws’’, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, No. 12, pp. 2680–2687, Dec. 1996.
- [27] **H.-C. Chang and K. A. Zaki**, ‘‘Evanescent-mode coupling of dual-mode rectangular waveguide filters’’, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, No. 8, pp. 1307–1312, Aug. 1991.

- [28] **J.-F. Liang, X.-P. Liang, K. A. Zaki, and A. E. Atia**, “Dual-mode dielectric or air-filled rectangular waveguide filters”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 42, No. 7, pp. 1330–1336, July 1994.
- [29] **M. Guglielmi, P. Jarry, E. Kerherve, O. Roquebrun, and D. Schmitt**, “A new family of all-inductive dual-mode filters”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, pp. 1764–1769, Oct. 2001.
- [30] **M. Guglielmi, O. Roquebrun, P. Jarry, E. Kerherve, M. Capurso, and M. Piloni**, **Low-cost** “dual-mode asymmetric filters in rectangular waveguide, *Proceedings of the IEEE International Microwave Symposium*”, Vol. 3, pp. 1787–1790, May 2001.
- [31] **O. Roquebrun, P. Jarry, E. Kerherve, and M. Guglielmi**,” *Filtres micro-ondes en ligne possédant des zéros de transmission: circuit équivalent distribué*”, 11th National Microwave Days, Arcachon, France, May 1999.
- [32] **A. E. Atia and A. E. Williams**, “New type of bandpass filters for satellites transponders, *COMSAT Technical Review*”, Vol. 1, No.1, pp.21–43, 1971.
- [33] **W.-C. Tang and S. K. Chaudhuri**, “A true elliptic-function filter using triple-mode degenerate cavities”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 32, No. 11, pp. 1449–1454, Nov. 1984.
- [34] **G. Lastoria, G. Gerini, M. Guglielmi, and F. Emma**, “CAD of triple-mode cavities in rectangular waveguide”, *1998 Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 8, No. 10, pp. 339–341, Oct. 1998.
- [35] **R. R. Bonetti and A. E. Williams**, “Application of dual TM modes to triple- and quadruple-mode filters”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 35, No. 12, pp. 1143–1149, Dec. 1987.
- [36] **L. Sheng-Li and L. Wei-Gan**, “A five mode single spherical cavity microwave filter, *MTT-S International Microwave Symposium Digest*”, Vol. 92, No. 2, pp. 909–912, 1992.
- [37] **R. R. Bonetti and A. E. Williams**, “A hexa-mode bandpass filter”, *1990 MTT-S International Microwave Symposium Digest 90.1*, Vol. 1, pp. 207–210.
- [38] **Y. C. M. Lim, R. F. Mostafavi, and D. Mirshekar-Syahkal**, “Small filters based on

slotted cylindrical ring resonators'', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 49, No. 12, pp. 2369–2375, Dec. 2001.

[39] **A. Enokihara, H. Nanba, T. Nakamura, T. Ishizaki, and T. Uwano**, "26GHz TM₁₁₀ mode dielectric resonator filter and duplexer with high-Q performance and compact configuration'', 2002 MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 3, pp. 1781–1784.

[40] **S. B. Cohn**, "Microwave bandpass filters containing high-Q dielectric resonators'', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 6, No. 4, pp. 218–227, Apr. 1968.

[41] **S. W. Chen, K. A. Zaki, and A. E. Atia**, "A single iris 8-pole dual mode dielectric resonator filter'', 19th European Microwave Conference, pp. 513–518, Sept. 1989.

[42] **S. W. Chen and K. A. Zaki**, "A novel coupling method for dual-mode dielectric resonators and waveguide filters'', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, No. 12, pp. 1885–1893, Dec. 1990.

[43] **T. Nishikawa, K. Wakino, K. Tsunoda, and Y. Ishikawa**, "Dielectric high-power bandpass filter using quarter-cut TE/sub 01delta/image resonator for cellular base stations'', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 35, No. 12, pp. 1150–1155, Dec. 1987.

[44] **S. Moraud, S. Verdeyme, P. Guillon, Y. Latouche, S. Vigneron, and B. Theron**, "A new dielectric loaded cavity for high power microwave filtering'', 1996 MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 96, No. 2, pp. 615–618, 1996.

[45] **Y. Tajima and Y. Sawayama**, "Design and analysis of a waveguide-sandwich microwave filter'', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 22, No. 9, pp. 839–841, Sept. 1974.

[46] **Y. Konishi and K. Uenakada**, "The design of a bandpass filter with inductive strip-planar circuit mounted in waveguide'', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 22, No. 10, pp. 869–873, Oct. 1974.

- [47] **Y. C. Shih, T. Itoh, and L. Q. Bui**, "Computer-aided design of millimeter-wave E-plane filters", 1982 MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 82, No. 1, pp. 471–473, 1982.
- [48] **J. Bornemann**, "Selectivity-improved E-plane filter for millimeter-wave applications", Electronics Letters, Vol. 27, No. 21, Oct. 1991.
- [49] **A. F. Sheta, K. Hettak, J. P. Coupez, C. Person, S. Toutain, and J. P. Blot**, "A new semi-lumped microwave filter structure", 1995 MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 383–386, 1995.
- [50] **S. B. Cohn**, "Design considerations for high-power microwave filters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 1, No. 7, pp. 154–162, Jan. 1959.
- [51] **S. B. Cohn**, "Parallel-coupled transmission line resonator filters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 6, No. 2, pp. 223–231, Apr. 1958.
- [52] **E. G. Cristal and S. Frankel**, "Hairpin-line and hybrid hairpin-line half-wave parallel-coupled-line filters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 20, No. 11, pp. 719–728, Nov. 1972.
- [53] **G. L. Matthaei, N. O. Fenzi, R. J. Forse, and S. M. Rohlfing**, "Hairpin-comb filters for HTS and other narrow-band applications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 8, Aug. 1997.
- [54] **G. L. Matthaei**, "Interdigital band-pass filters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 10, No. 6, pp. 479–491, Nov. 1962.
- [55] **R. J. Wenzel**, "Exact theory of interdigital band-pass filters and related coupled band-pass structures", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 13, No. 5, pp. 559–575, Sept. 1965.
- [56] **G. L. Matthaei**, "Comb-line band-pass filters of narrow or moderate bandwidth", Microwave Journal, Vol. 6, pp. 82–91, Aug. 1963.
- [57] **G. Torregrosa-Penalva, G. Lopez-Risueno, and J. I. Alonso**, "A simple method to design wideband electronically tunable combline filter", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 1, pp. 172–177, Jan. 2002.

- [58] **J. R. Lee, J. H. Cho, and S. W. Yun**, “New compact bandpass filter using microstrip/spl $\lambda/4$ resonators with open stub inverter”, *Microwave and Guided Wave Letters*, pp. 526–527, Dec. 2000.
- [59] **J. S. Hong and M. J. Lancaster**, “Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 44, No. 12, pp. 2099–2109, Dec. 1996.
- [60] **J. S. Hong and M. J. Lancaster**, “Microstrip Filters for RF/Microwave Applications”, Wiley, Hoboken, NJ, 2001.
- [61] **E. O. Hammerstad**, “Equations for microstrip circuit design”, *Proceedings of the European Microwave Conference*, Hamburg, Germany, pp. 268–272, 1975.
- [62] **W. Heinrich, A. Jentsch, and G. Baumann**, “Millimeter-wave characteristics of flip-chip interconnects for multi-chip modules”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 46, No. 2, pp. 2264–2268, Oct. 1998.
- [63] **H. E. Brenner**, “Use a computer to design suspended substrate ICs”, *Microwaves Journal*, pp. 38–45, Sept. 1968.
- [64] **E. Yamashita and K. Atsuki**, “Strip line with rectangular outer conductor and three dielectric layers”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 18, No. 5, pp. 238–244, May 1970.
- [65] **W. Schwab**, “F. Boegelsack, and W. Menzel, Multilayer suspended stripline and coplanar line filters”, *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 1403–1407, July 1994.
- [66] http://www.vtt.fi/ele/research/ope/pdf/lahti_integrated_millimeter_wave_filters.pdf.
- [67] **S. Darfeuille, J. Lintignat, Z. Sassi, B. Barelaud, L. Billonnet, B. Jarry, H. Marie, P. Meunier, and P. Gamand**, “Novel design and analysis procedures for differential-based filters on silicon”, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 17, No. 1, pp. 49–55, Jan. 2007.
- [68] **C. Lascaux, F. Rouchaud, V. Madrangeas, M. Aubourg, and P. Guillon**, “Planar Ka-band high temperature superconducting filters for space applications”, *International Microwave Symposium Digest 01.1*, Vol. 1, pp. 487–490, 2001.

- [69] **G. L. Matthaei and G. L. Hey-Shipton**, “Concerning the use of high-temperature superconductivity in planar microwave filters”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 42, No. 7, pp. 1287–1294, July 1994.
- [70] **R. E. Collin and F. J. Zucker**, “Antenna Theory”, McGraw-Hill New York, 1969.
- [71] **F. R. Yang, R. Coccioli, Y. Qian, and T. Itoh**, “Analysis and application of coupled microstrips on periodically patterned ground plane”, 2000 MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 3, pp. 1529–1532, 2000.
- [72] **P. V. Wright**, “A review of SAW resonator filter technology”, IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 29–39, 1992.
- [73] **K. M. Lakin**, “Bulk acoustic wave coupled resonator filters”, Proceedings of the IEEE Frequency Control Symposium and PDA Exhibition, pp. 8–14, May 2002.
- [74] **A. Shirakawa, J. M. Pham, P. Jarry, and E. Kerherve**, “Bulk acoustic wave coupled resonator filters synthesis methodology”, 35th European Microwave Conference (EuMC 2005), Paris, pp. 459–462, Oct. 3–7, 2005.
- [75] **N. I. Dib, W. P. Harokopus, P. B. Katehi, C. C. Ling, and G. M. Rebeiz**, “Study of a novel planar transmission line”, MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 2, pp. 623–626, 1991.
- [76] Mémoire de **Azi Oussama**, “Etude d’une antenne micro-ruban rectangulaire à bande interdite photonique 1D”, Master en électronique, Université de M’sila, Juin 2015.
- [77] ADS_introduction.pdf.
- [78] Mémoire de **bendib, zerkaoui**, “Etude et conception d’un redresseur RF” présenté pour l’obtention Du diplôme de Master Académique
- [79] Document, “Chaîne de transmission GSM Simulation système sous ADS et analyse vectorielle”.

Résumé

ملخص

في الجزء الأول من عملنا ، قدمنا تقنية مستو التكنولوجيا، و هي تقنية جذابة لصنع المرشحات ، من حيث التكلفة والحجم وإمكانات التكامل في هذا السياق ، يعد تطوير المرشحات المستوية الانتقائية والموفرة للمساحة حاليًا مجالًا لنشاط ذي أهمية أساسية. العمل المقترح هو جزء من هذا الخط من البحث. بعد أحدث التطورات على مختلف فئات مرشحات مستوية ، يجب تطوير طوبولوجيا مرشح ترددات الراديو فائقة الفرقة ، التي تتكون من خط انتشار يتم تحميله بشكل دوري بواسطة ، باستخدام برنامج المحاكاة مثل نظام التصميم المتقدم وتقنيات التحسين لتحسين النتائج. CMS إمكانيات

الكلمات المفتاحية : مرشح الترددات اللاسلكية ، النطاق العريض جداً ، نظام التصميم المتقدم ، الشريط الصغير ، دليل الموجة المركب.

Résumé

Dans la première partie de notre travail, nous avons présenté La technologie planaire constitue une technologie attrayante pour la réalisation de filtres, en termes de coût, de volume, ainsi que des possibilités d'intégration. Dans ce contexte, le développement de filtres planaires sélectifs et peu encombrants est à l'heure actuelle un domaine d'activité d'un intérêt fondamental. Le travail proposé 'inscrit dans cet axe de recherche. Après un état de l'art sur les différentes familles de filtres planaires, une nouvelle topologie de filtre passe bande ULB compact, constituée d'une ligne de propagation périodiquement chargée par des capacités CMS, doit être développé en utilisant des logiciels de simulation en hyperfréquences tel que le ADS et les techniques d'optimisation pour l'amélioration des résultats.

Mots clés : Filtre RF, ULB, ADS, micro-ruban, guide d'onde coplanaire (CPW).

Abstract

In the first part of our work, we presented Planar technology is an attractive technology for making filters, in terms of cost, volume, and integration possibilities. In this context, the development of selective and space-saving planar filters is at present an area of activity of fundamental interest. The proposed work is part of this line of research. After a state of the art on the different families of planar filters, a new ultra-compact band radio frequency filter topology, consisting of a propagation line periodically loaded by CMS capabilities, must be developed using simulation software such as the Advanced Design System and optimization techniques for improving results.

Key Words: RF Filter, Ultra Wide Band, Advanced Design System, Micro-Ribbon, Coplanar Waveguide (CPW).