

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° : 2019/STLC 09



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE
FILIERE : TELECOMMUNICATION
OPTION : SYSTEMES DE TELECOMMUNICATION

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par : BARKAT Hamza & GASMI Abderrahim

Intitulé

Etude et conception d'un filtre radiofréquence
en utilisant la technologie microruban

Soutenu devant le jury composé de:

Pr. HOCINI Abdeslam	Université	Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Pr. KHEDROUCHE Djamel	Université	Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
Dr. KAHLOUCHE Ahmed	Université	Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

Année universitaire : 2018 /2019

REMERCIEMENT

*Avant tout nous tenons à remercier **الله عَزَّ وَجَلَّ** tout puissant de nos avoir donné la volonté, la santé et la patience durant nos années d'études et surtout pendant la réalisation de ce mémoire.*

*Nous ne pouvons pas réellement trouver les expressions élégantes que mérite notre encadreur **Pr. KHEDROUCHE Djamel** pour son écoute, son aide, sa sympathie et sa patience, son encouragements et ses conseils, ainsi que pour le temps qui il a consacré pour évaluer et critiquer ce travail et sa présence total au cours de cette modeste étude.*

Nos remerciements s'adressent à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

*De même, nous remercions vivement **Mr. DJIDEL Saadi** pour la documentation, l'accompagnement et les conseils prodigués tout au long de ce travail.*

*Notre profonde gratitude à tous les enseignants du Département d'Electronique en particulier dans notre spécialité **STLC**. Avec un remerciement spécial aux étudiants du département d'Électroniques et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.*

Grand Merci

DEDICACE

Nous dédions ce travail à :

*Nos pères, qui nous ont toujours soutenus et qui ont fait tout possible
pour nous aider.*

*Nos mères, sources de tendresse pour leurs soutiens tout le long de
notre vie scolaire.*

Nos frères et nos sœurs.

Nos grandes familles.

Nos chers amis et enseignants.

*Tous qui ont collaboré de près ou de loin à l'élaboration
de ce travail.*

Hamza et Abderrahim

Table des Matières

Remerciements.....	i
Dédicace	ii
Table de matières	iii
Liste des figures	vii
Liste des tableaux	x
Résumé	xi
Abstract.....	xii
ملخص	xii

Introduction Générale

Introduction générale.....	2
----------------------------	---

Chapitre I

Généralité sur les filtres

I.1 Introduction	4
I.2 Notion général sur le filtre	4
I.2.1 Définition du filtre.....	4
I.2.2 La fonction de transfert d'un filtre	4
I.2.3 L'atténuation et le gain de filtre	5
I.2.4 La réponse de filtre.....	5
I.3 Filtre idéal.....	6
I.4 Classification des filtres	7
I.4.1 Filtres passe- bas	7
I.4.2 Filtre passe- haut	9
I.4.3 Filtre passe-bande.....	10
I.4.4 Filtre coupe bande	12
I.5 Types de technologie du filtre.....	13
I.5.1 Les filtres passifs.....	13
I.5.2 Les filtres actifs.....	13
I.6 Mise en œuvre du filtre	14
I.6.1 Filtre analogique.....	14
I.6.2 Filtre numérique.....	14
I.7 Prototype et valeurs des éléments constitutifs du filtre passe-bas.....	15

I.8 Transformations d'impédance et de fréquence à partir du gabarit passe-bas	17
I.8.1 Transformation en impédance.....	17
I.8.2 Transformation en fréquence : passe-bas→ passe -haut	18
I.8.3 Transformation en fréquence : passe-bas→ passe-bande	18
I.8.4 Transformation en fréquence : passe-bas → coupe bande	20
I.9 Le rôle de filtre dans le système de télécommunication	21
I.10 Conclusion.....	22

Chapitre II

Filtre microonde et ligne microruban

II.1 Introduction	24
II.2 Théorie des filtres micro-onde	24
II.2.1 Définition des filtres micro-onde	24
II.2.2 Les ondes micro-ondes	24
II.2.3 La fonction de transfert d'un filtre micro-onde	24
II.2.4 Eléments de synthèse des filtres micro-ondes	25
II.2.4.1 Méthode de paramètres image	25
II.2.4.2 Méthode de perte d'insertion.....	25
II.3 Analyse de réseau	26
II.3.1 Variables réseau	26
II.3.1.1 Paramètres de diffusion (paramètre [S])	27
II.3.1.2 Matrices d'impédance [Z] et d'admittance [Y]	28
II.4 Les différentes technologies de réalisation des filtres hyperfréquences.....	28
II.4.1 Filtres de cavité	29
II.4.1.1 Les filtres à résonateur diélectrique	29
II.4.1.2 Les filtres à guide d'ondes en mode évanescent	29
II.4.2 Filtres plans.....	30
II.4.2.1 Filtres de lignes couplées.....	30
II.4.2.2 Filtre de Technologie multicouche	31
II.4.2.3 Filtre de Technologie micro ruban.....	31
A. Structure de la ligne micro ruban.....	31
B. Configuration sur le champ du microruban.....	32
C. Les ondes dans le micro ruban.....	32
D. Les mesures microruban.....	33

❖ Constante diélectrique du substrat	33
❖ Méthodes d'analyse micro ruban	34
❖ Formules d'analyses et de synthèses	34
❖ Affaiblissement d'une ligne microruban.....	35
E. Discontinuité dans les lignes microrubans	36
F. Avantages et inconvénients.....	36
II.5 Etude comparative des technologies planaires	37
II.6 Conclusion.....	38

Chapitre III

Résultats et discussion

III. 1 Introduction	40
III. 2 Procédure de conception d'un filtre.....	40
III. 3 Simulation du filtre	41
III. 4 Etudes paramétriques	44
III. 4.1 Effet du paramètre W2	44
III. 4.2 Effet de paramètres L6	45
III. 4.3 Effet des paramètres R1 et R2	46
III. 4.3.1 L'effet du paramètre R1	46
III. 4.3.2 L'effet de paramètre R2	48
III. 4.4 Effet de la présence et l'absence des résonateurs multi-modes circulaire.....	49
III. 4.4.1 Effet de suppressions de MMR de rayon R1	50
III. 4.4.2 Effet de suppressions du MMR de rayon R2	50
III. 5 Distribution du courant dans le filtre.....	52
III. 6 L'effet de changements de la forme des MMR circulaires.....	52
III. 6.1 L'effet d'ajout des trous dans les MMR circulaires	52
III. 7 Minimisation du filtre	54
III. 7. 1 Etude paramétrique sur le filtre miniature.....	56
III. 7. 1. 1 L'effet de variation de W3'	57
III. 7. 1. 2 L'effet de variation de R1'	58
III. 7. 1. 3 L'effet de variation de R2'	59
III. 7. 1. 4 Le filtre miniature final	60
III. 8 La réalisation du filtre avec une antenne monopole large bande	62

III. 8. 1 Conception et résultats de l'antenne à large bande (LB)	62
III. 8. 2 Conception et résultats de la combinaison filtre-antenne à large bande (LB) .	63
III. 9 Le diagramme de rayonnement	65
III. 10 Conclusion.....	67

Conclusion Générale

Conclusion générale	69
---------------------------	----

Références

Référence	72
-----------------	----

Chapitre I

Figure I. 1 : La fonction de transfert.	4
Figure I. 2 : Filtres masques passe-bas.....	6
Figure I. 3 : Caractéristiques idéales du filtre passe-bas.	7
Figure I. 4 : La réponse impulsionnelle du filtre passe-bas idéal.	7
Figure I. 5 : Spécification du filtre passe-bas.	8
Figure I. 6 : Circuit de filtre passe- bas.	9
Figure I. 7 : Spécification du filtre passe-haut.....	10
Figure I. 8 : Circuit de filtre passe- Haut.....	10
Figure I. 9 : Spécification du filtre passe-bande.	11
Figure I. 10 : Circuit de filtre passe-bande.	11
Figure I. 11 : Spécification du filtre coupe-bande.	12
Figure I. 12 : Circuit de filtre coupe-Bande.....	13
Figure I. 13 : Le filtre numérique en tant que système à temps discret.	15
Figure I. 14 : Circuits prototype du filtre passe bas : (a) commençant par une self série (b) commençant par une capacité parallèle.....	16
Figure I. 15 : Etapes de conception des filtres.....	16
Figure I. 16 : Transformation en impédance.	17
Figure I. 17 : Transformation passe bas-passe haut.	18
Figure I. 18 : Transformation en fréquence passe bas→ passe bande.	20
Figure I. 19 : Un système d'émission / réception.	22

Chapitre II

Figure II. 1 : Réseau à deux ports affichant les variables réseau.....	27
Figure II. 2 : Filtres à résonateurs diélectriques.....	29
Figure II. 3 : Filtres à guide d'ondes.	30
Figure II. 4 : Technologie coplanaire.	31
Figure II. 5 : Structure générale de la ligne microruban.	32
Figure II. 6 : Spectres RF / micro-ondes.	33
Figure II. 7 : Les différents méthodes d'analyse microruban.	34
Figure II. 8 : Les principales discontinuités.	36

Chapitre III

Figure III. 1: Géométrie de la structure initiale.	40
Figure III. 2 : Coefficient de réflexion et coefficient de transmission simulé sous HFSS.	42
Figure III. 3 : Coefficient de réflexion et coefficient de transmission simulé sous CST.	42
Figure III. 4 : TOS.....	43
Figure III. 5 : Impédance Z	43
Figure III. 6 : Variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence pour différentes dimensions du paramètre W_2	45
Figure III. 7 : Variations du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes dimensions du paramètre L_6	46
Figure III. 8 : Variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence pour différentes dimensions du rayon R_1	47
Figure III. 9 : Variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence pour différentes dimensions du rayon R_2	49
Figure III. 10 : variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence en cas d'absence de la paire de MMR de rayon R_1	50
Figure III. 11 : Variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence en cas d'absence de la paire de MMR de rayon R_2	51
Figure III. 12 : Distribution de courant.	52
Figure III. 13 : La forme d'ajout des trous dans le filtre de base.....	53
Figure III. 14 : Les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence de chaque cas de changement de R_{v1} et R_{v2} simulé sous HFSS.....	54
Figure III. 15 : Géométrie de filtre minimisé.	55
Figure III. 16 : Variations du coefficient de réflexion (S_{11}) et (S_{21}) en fonction de la fréquence de filtre avec les dimensions du filtre miniature.....	56
Figure III. 17 : Les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de W_3'	57
Figure III. 18 : Les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence de différentes valeurs de R_1'	58
Figure III. 19 : Les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence de différents valeurs de R_2'	59
Figure III. 20 : Variations du coefficient de réflexion (S_{11}) et (S_{21}) en fonction de la fréquence de la structure optimisée.....	61

Figure III. 21 : La différence entre la géométre de filtre de base et filtre minimisé.....61

Figure III. 22 : La disposition de l'antenne.62

Figure III. 23 : Variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence de l'antenne.63

Figure III. 24 : La configuration de l'antenne LB- filtre ULB.....64

Figure III. 25 : Variation du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence de l'antenne tous seul et la combinaison filtre-antenne.....65

Figure III. 26 : Diagrammes de rayonnement simulés dans les plans E et H de la configuration d'antenne LB-filtre ULB à (a) 5.36GHz, (b) 7.82GHz GHz et (c) 8.25GHz. .66

Chapitre I

Tableau I. 1 : Transformation en fréquence à partir du prototype passe bas.	21
--	----

Chapitre II

Tableau II. 1 : comparaison entre les différentes technologies planaires.	37
--	----

Chapitre III

Tableau III. 1 : Les dimensions de filtre proposé.....	41
Tableau III. 2 : Les différentes valeurs de paramètre $W2$	44
Tableau III. 3 : Les différentes valeurs du paramètre $L6$	45
Tableau III. 4 : Les dimensions du paramètre R_1	46
Tableau III. 5 : Comparaison des principaux paramètres simulés sous HFSS.	48
Tableau III. 6 : Les dimensions du paramètre R_2	48
Tableau III. 7 : Comparaison des principaux paramètres simulés sous HFSS.	49
Tableau III. 8 : Comparaison des principaux paramètres simulés sous HFSS.	51
Tableau III. 9 : Comparaison des résultats de simulation de structure initiale et de la structure optimisée.	53
Tableau III. 10 : Les valeurs géométriques du filtre miniaturisé.	55
Tableau III. 11 : Les différentes valeurs de $W3'$	57
Tableau III. 12 : Les différentes valeurs de $R1'$	58
Tableau III. 13 : Les différentes valeurs de $R2'$	59
Tableau III. 14 : les valeurs des paramètres optimaux du filtre miniaturisé.....	60
Tableau III. 15 : Les paramètres géométriques de l'antenne.	62

RESUME

Le nombre sans cesse grandissant d'utilisateurs du spectre de fréquence a engendré de nouvelles contraintes sur les éléments des systèmes de télécommunication. Les filtres micro-ondes passifs représentent une partie très importante des systèmes de télécommunications modernes. Ils sont des dispositifs qui sélectionnent, éliminent ou séparent des signaux dans des bandes de fréquences prédéfinies. Ils constituent donc des éléments fondamentaux dans de nombreux systèmes de transmission en radiofréquence et en hyperfréquence : systèmes embarqués sur satellite, systèmes de téléphonie mobile, Radar, etc...

Actuellement, l'activité de recherche s'est énormément consacrée à l'étude des structures planaires. Les circuits planaires qui ont récemment subi d'importants développements technologiques, sont très attractifs pour leurs faibles coûts de réalisation, leur faible poids et dimensions et leur facilité d'intégration avec les circuits actifs.

Dans ce contexte, nous présenterons l'étude et la conception d'un filtre radiofréquence en technologie microruban grâce aux logiciels de simulation, tels que le HFSS Ansoft Corp. et CST Microwave Studio. La facilité de simulation sur de tels logiciels nous permettra de mieux interpréter et expliquer les résultats obtenus.

Les mots clés : Filtre, radiofréquence, microruban, HFSS, CST.

ABSTRACT

The ever-increasing number of users of the frequency spectrum has created new constraints on the elements of telecommunication systems. Passive microwave filters are a very important part of modern telecommunications systems. They are devices that select, eliminate or separate signals in predefined frequency bands. They are therefore fundamental elements in many radiofrequency and microwave transmission systems: satellite embedded systems, mobile telephony systems, radar, etc.

At present, the research activity has devoted a great deal of time to the study of planar structures. The planar circuits that have recently undergone major technological developments are very attractive for their low production costs, their low weight and dimensions and their ease of integration with the active circuits.

In this context, we will present the study and design of a radiofrequency filter in microstrip technology using simulation software, such as HFSS Ansoft Corp. and CST Microwave Studio. The ease of simulation on such software will allow us to better interpret and explain the obtained results.

Key words: Filter, Radio Frequency, microstrip, HFSS, CST.

ملخص

أدى العدد المتزايد باستمرار لمستخدمي طيف الترددات إلى فرض قيود جديدة على عناصر أنظمة الاتصالات. تعد مرشحات الموجات الدقيقة السلبية جزءاً مهماً جداً في أنظمة الاتصالات الحديثة. هي الأجهزة التي تقوم بتحديد أو إزالة أو فصل الإشارات في نطاقات التردد المحددة مسبقاً. وهي بالتالي عناصر أساسية في العديد من أنظمة الترددات الراديوية والميكروويف: الأنظمة المدمجة الساتلية، أنظمة الاتصالات المتنقلة، الرادار، إلخ...

في الوقت الحاضر، كرس النشاط البحثي قدراً كبيراً من الوقت لدراسة الهياكل المستوية. تعد الدوائر المستوية التي شهدت تطورات تكنولوجية كبيرة مؤخرًا جذابة جداً لتكاليف إنتاجها المنخفضة ووزنها المنخفض وأبعادها وسهولة دمجها مع الدوائر النشطة.

في هذا السياق، سنقدم دراسة وتصميم مرشح الترددات الراديوية في تقنية microstrip باستخدام برنامج المحاكاة، مثل HFSS Ansoft Corp. و CST الميكروويف ستوديو. يتيح لنا سهولة المحاكاة على مثل هذا البرنامج أن نفسر النتائج التي تم الحصول عليها وشرحها بشكل أفضل.

الكلمات الرئيسية: مرشح، الترددات الراديوية، Microstrip، HFSS، CST.

Introduction générale

Introduction générale

Au cours de ces dernières années, le développement du domaine des télécommunications a suscité la réalisation des équipements de plus en plus compacts et performants, fonctionnant à des fréquences de plus en plus élevées. De plus, la saturation des bandes de fréquences habituelles poussait à l'exploitation des hyperfréquences. La réalisation de ces dispositifs reste très couteuse en termes de poids, de volume, et de coût, mais grâce au progrès technologique et les recherches effectuées dans le domaine des micro-ondes, des circuits électriques ont vus le jour en cherchant toujours l'amélioration de la précision et de la fiabilité [1].

La technologie planaire faisant partie intégrante des systèmes de communications, il est parmi les premières technologies qui a investi le domaine micro-ondes, et est parmi les plus importantes qui à apporté [2] :

- à faire des efforts vers la miniaturisation des dispositifs et des circuits.
- élaborer des dispositifs fonctionnant à des fréquences élevées.
- à mettre en œuvre des technologies « faible coût », en vue d'applications commerciales.

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'étude et la conception de structure de filtre radiofréquence en technologie microruban. Notre travail est basé essentiellement sur la variation de la structure de base du filtre, en changeant et modifiant certaine dimension de quelques paramètres des éléments qui constituent le filtre pour voir l'effet sur le fonctionnement du filtre. Ensuite, nous présenterons les résultats de simulation obtenus par le simulateur HFSS en termes de coefficient de réflexion, coefficient de transmission, taux d'ondes stationnaires (VSWR) et impédance d'entrée.

Pour atteindre nos objectifs, notre mémoire sera organisé en trois chapitres, disposés de la façon suivante :

Dans le premier chapitre, nous allons introduire quelques notions sur le filtrage et le filtre, ses caractéristiques, son rôle et ses applications dans les systèmes électroniques.

Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation de quelques notions sur les filtres microondes et on donne un aperçu sur la technologie planaire, on s'intéresse au structure

microruban qui est l'une des plus importantes technologies utilisée pour fournir les filtres de types microondes.

Le dernier chapitre sera dédié à la présentation des résultats de conception d'un filtre en utilisant le simulateur électromagnétique HFSS (High Frequency Structure Simulator). Toutes les simulations sont suivies par des discussions et des commentaires. A la fin de ce mémoire, on finira par donner une conclusion générale.

Chapitre I
Généralité sur les filtres

I.1 Introduction

Les filtres sont des sous-systèmes essentiels dans une grande variété de systèmes électroniques. Leurs applications sont innombrables. En pratique, aucun système électronique ne peut exister sans filtres. On les trouve dans tous les domaines.

Ils 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 [3]. L'intérêt de ce chapitre est de donner des définitions complètes sur sa nature, ses caractéristiques, son rôle et ses applications dans les systèmes électroniques.

I.2 Notion générale sur le filtre

I.2.1 Définition du filtre

Un filtre électrique est un réseau linéaire à 2 ports particulier avec une réponse dépendante de la fréquence. Nous classons l'un des deux ports de filtre comme une entrée et l'autre comme une sortie [4]. Avec les filtres on peut sélectionner certaines fréquences ou bandes de fréquences parmi d'autres fréquences. Chaque filtre a une plage de fréquences comprenant un ensemble de fréquences pouvant passer à travers le filtre. La plage de fréquences est appelée la bande passante.

I.2.2 La fonction de transfert d'un filtre

Les filtres analogiques et numériques peuvent être considérés comme une "boîte noire". Les signaux sont entrés d'un côté de la boîte noire et sortis de l'autre côté. L'amplitude de la tension du signal de sortie (ou sa représentation numérique équivalente) dépend de la conception du filtre et de la fréquence du signal d'entrée appliqué. La tension de sortie peut être trouvée mathématiquement en multipliant la tension d'entrée par la fonction de transfert, qui est une équation dépendante de la fréquence reliant les tensions d'entrée et de sortie. La fonction de transfert est illustrée à la Figure I.1 [4].

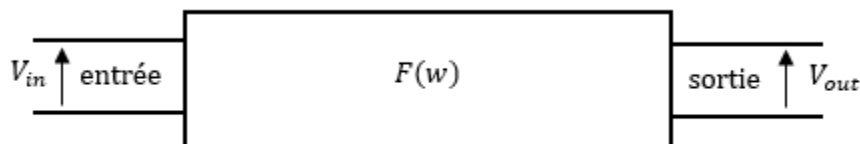


Figure I. 1 : La fonction de transfert.

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

Où le filtre selon la valeur de la fréquence, va amplifier, atténuer, ou déphaser différemment les composantes spectrales d'un signal. On rappelle qu'une fonction de transfert peut être établie en fonction de la pulsation ω , ou de la fréquence f , ou de la variable de Laplace p , avec $p = j\omega$, ou encore de la variable réduite x avec $x = \omega/\omega_c = f/f_c$, où ω_c et f_c représentent la pulsation et le degré du dénominateur, toujours supérieur ou égale au degré du numérateur, définit l'ordre du filtre [5].

I.2.3 L'atténuation et le gain de filtre

L'atténuation de filtre est la diminution relative de la puissance du signal qui traverse le filtre de l'entre à la sortie [6]. L'atténuation (et le gain) du filtre en fonction de la fréquence est souvent exprimée en unités logarithmiques (dB), selon:

$$\text{Attenuation}_{dB}(f) = 20. \log \frac{\text{Signal d'entrée}(f)}{\text{Signal de sortie}(f)} \quad (\text{I.2})$$

L'atténuation est l'opposé du gain donc la fonction de la fréquence du gain est souvent exprimée en unités logarithmiques (dB), selon [7].

$$\text{Gain}_{dB}(f) = 20. \log \frac{\text{Signal d'entrée}(f)}{\text{Signal de sortie}(f)} \quad (\text{I.3})$$

I.2.4 La réponse de filtre

La réponse du filtre est spécifiée au moyen d'un masque définissant les paramètres de bande passante et de bande d'arrêt. En référence à la réponse passe-bas à la Figure I.2 nous avons cinq paramètres à spécifier:

- La limites de fréquence de la bande passante: de zéro à la fréquence de coupure: f_1 .
- Gain minimum de la bande passante (l'opposé de l'atténuation maximale): G_2 .
- Gain d'ondulation dans la bande passante: $G_1 - G_2$.
- Fréquence minimale de la bande d'arrêt: $f_{s,1}$. Théoriquement, la bande d'arrêt passe-bas s'étend de $f_{s,1}$ à l'infini. Cependant, les filtres pratiques ont une plage de travail maximale, supérieure à dont la réponse devient très irrégulière et difficilement prévisible.
- Maximum stop-band gain: G_3 [7].

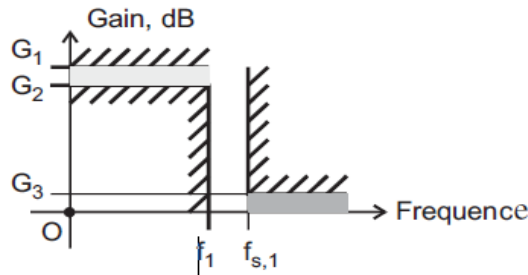


Figure I. 2 : Filtres masques passe-bas

I.3 Filtre idéal

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

$$H(j\omega) = \begin{cases} e^{-j\omega t_0} & \text{for } |\omega| \leq \omega_c \\ 0 & \text{for } |\omega| > \omega_c \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Où :

$$H(j\omega) = e^{-j\omega t_0} [u(\omega + \omega_c) - (\omega - \omega_c)] \quad (\text{I.5})$$

Fréquence ω_c est appelée fréquence de coupure. Pour le filtre passe-bas idéal, nous avons :

$$|H(j\omega)| = 1 \text{ Pour } |\omega| \leq \omega_c \quad (\text{I.6})$$

et

$$|H(j\omega)| = 0 \text{ Pour } |\omega| > \omega_c \quad (\text{I.7})$$

De plus, la phase est $\varphi(\omega) = \angle H(j\omega) = -\omega t_0$. Le gain constant permet à toutes les fréquences de $(-\omega_c)$ à $(+\omega_c)$ pour passer avec le même gain alors que la phase linéaire assure que ces fréquences passent avec un retard constant à t_0 . Fréquences avec $|\omega| > \omega_c$ sont complètement supprimés.

Les deux figures (Figure I.3 et Figure I.4 respectivement) ci-dessus illustrent graphiquement les caractéristiques de gain et de phase et la réponse impulsionnelle du filtre passe-bas idéal [3].

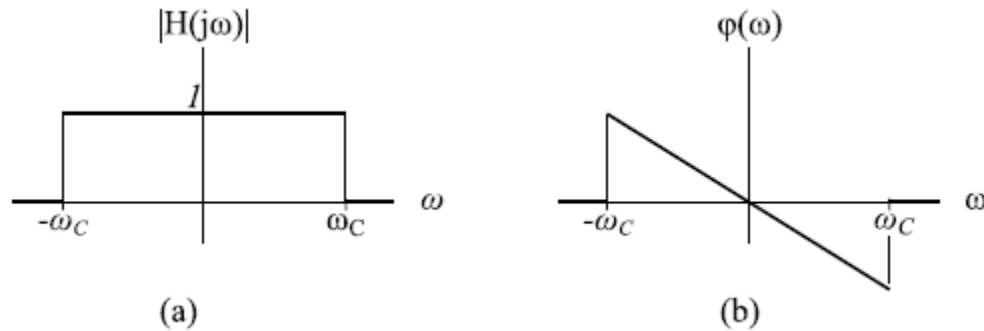


Figure I. 3 : Caractéristiques idéales du filtre passe-bas.

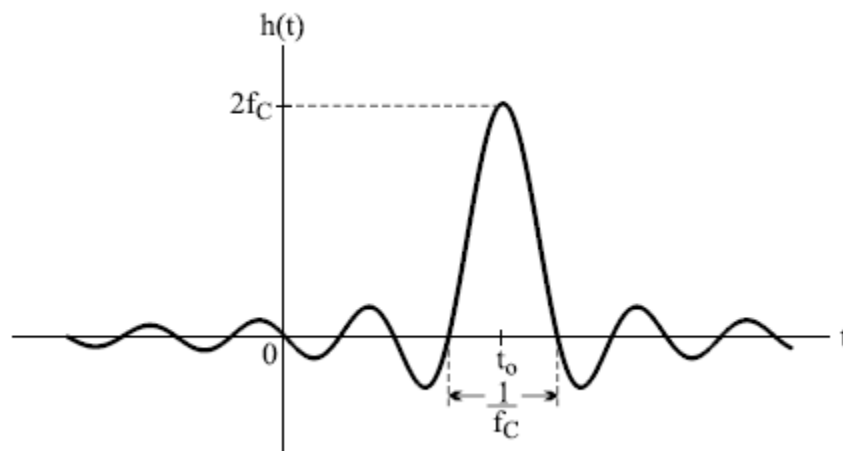


Figure I. 4 : La réponse impulsionnelle du filtre passe-bas idéal.

I.4 Classification des filtres

Les dispositifs de filtrage ont la propriété de transmettre des fréquences sélectives. Ils transmettent l'énergie sur une ou plusieurs bandes passantes et atténuent l'énergie dans une ou plusieurs bandes. Les filtres peuvent être classés, selon les positions de leurs bandes passantes et leurs bandes atténuées, en quatre catégories : les filtres passe- bas, passe- haut, passe-bande et coupe bande [8].

I.4.1 Filtres passe- bas

Un filtre passe-bas est un filtre qui transmet les signaux dont la fréquence est inférieure à la fréquence de coupure sélectionnée et atténue les signaux dont la fréquence est supérieure à la fréquence de coupure.

La Figure I.5 illustre la réponse typique d'un filtre passe-bas utilisant les spécifications de fréquence et de gain nécessaires à la conception de filtres de précision. La gamme de fréquences de la spécification de filtre a été divisée en trois zones :

- La bande passante s'étend de la fréquence zéro (0) à la fréquence de coupure de la bande passante f_{pass} .
- La bande d'arrêt s'étend de la fréquence de bord de bande d'arrêt f_{stop} à l'infini.
- Ces deux bandes sont séparées par la bande de transition s'étend de f_{pass} à f_{stop} .

La réponse du filtre dans la bande passante est autorisée à varier entre 0 dB et le gain de la bande passante a_{pass} , alors que le gain dans la bande d'arrêt peut varier entre le gain de la bande d'arrêt a_{stop} et l'infini négatif [8].

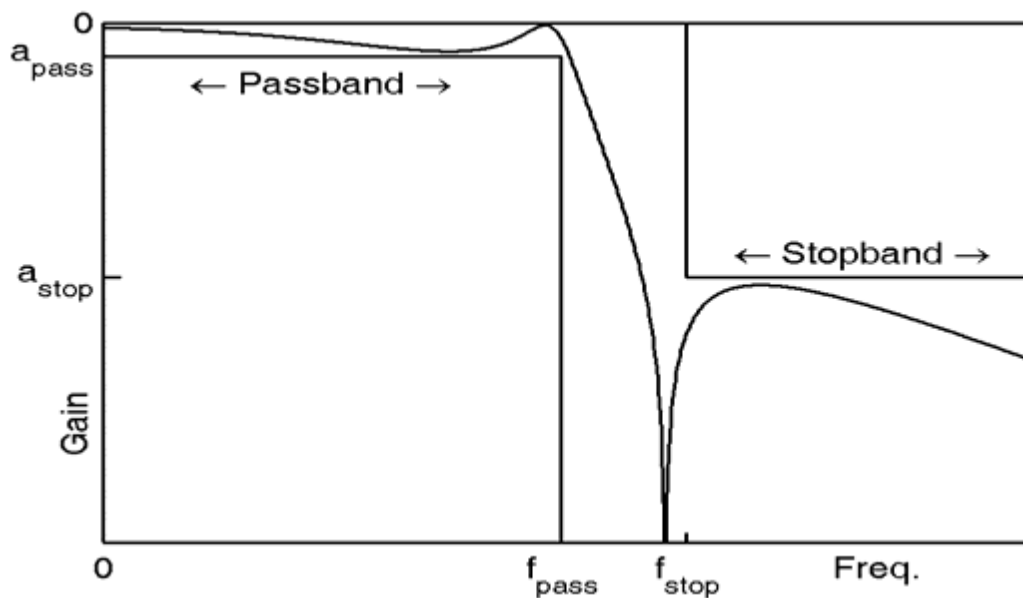


Figure I. 5 : Spécification du filtre passe-bas.

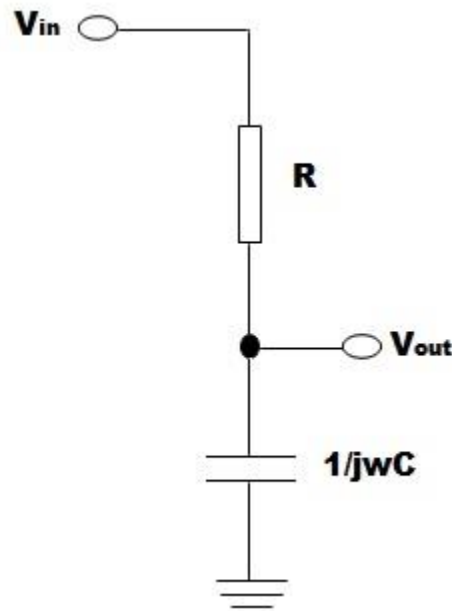


Figure I. 6 : Circuit de filtre passe- bas.

I.4.2 Filtre passe- haut

Un filtre passe-haut passe des signaux avec une fréquence supérieure à une certaine fréquence de coupure et atténue les signaux de fréquences inférieures à la fréquence de coupure.

Il peut être spécifié, comme illustré à la Figure I.7. Où la gamme de fréquences comme le filtre passe-bas se divisée aussi en trois zones :

- La zone ou les fréquences ce passe (la bande passante) s'étend de f_{pass} à l'infini.
- La zone ou les fréquences ne passe pas (bande d'arrêt) qui s'étend de zéro à f_{stop} .
- La zone de transition (La bande de transition) sépare toujours la bande passante et la bande d'arrêt.

Le gain de bande passante est toujours spécifié en tant que a_{pass} (dB) et le gain en bande d'arrêt est toujours spécifié en tant que a_{stop} (dB) [8].

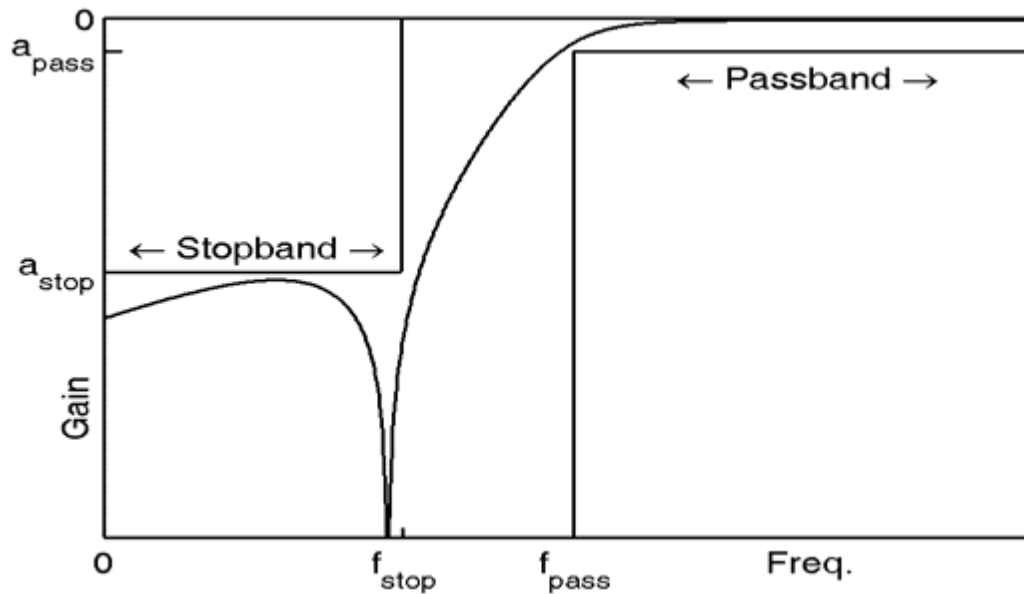


Figure I. 7 : Spécification du filtre passe-haut.

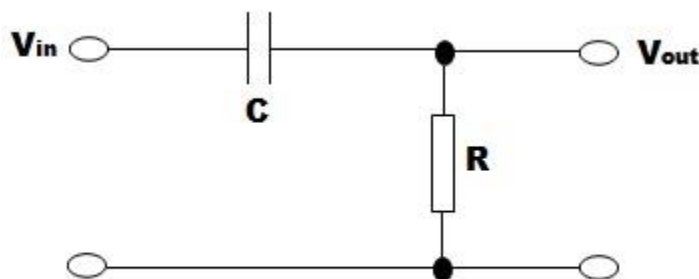


Figure I. 8 : Circuit de filtre passe- Haut.

I.4.3 Filtre passe-bande

Un filtre passe-bande transmet des fréquences dans une plage donnée et empêche ou atténue les fréquences n'appartenant pas à cette bande.

Le filtre passe bande elle est peu différent de filtre passe-bas et passe-haut. Son réponse typique est illustré dans la Figure I.9, où il laisse passer une bande de fréquences tandis que les fréquences d'atténuation sont supérieures ou inférieures à cette bande. Dans ce cas, la bande passante existe entre le passage de fréquence du bord de la bande passante inférieure $f_{pass 1}$ et le passage de fréquence du bord de la bande passante supérieure $f_{pass 2}$.

Un filtre passe-bande a deux bandes d'arrêt :

- La bande d'arrêt inférieure s'étend de zéro à f_{stop1} .
- La bande d'arrêt supérieure s'étend de f_{stop2} à l'infini.

Dans la bande passante, il existe un paramètre de gain de bande passante unique α_{pass} en décibels. Toutefois, des paramètres individuels pour le gain de bande d'arrêt inférieur α_{stop1} (dB) et le gain de bande d'arrêt supérieure α_{stop2} (dB) pourraient être utilisés si nécessaire [8].

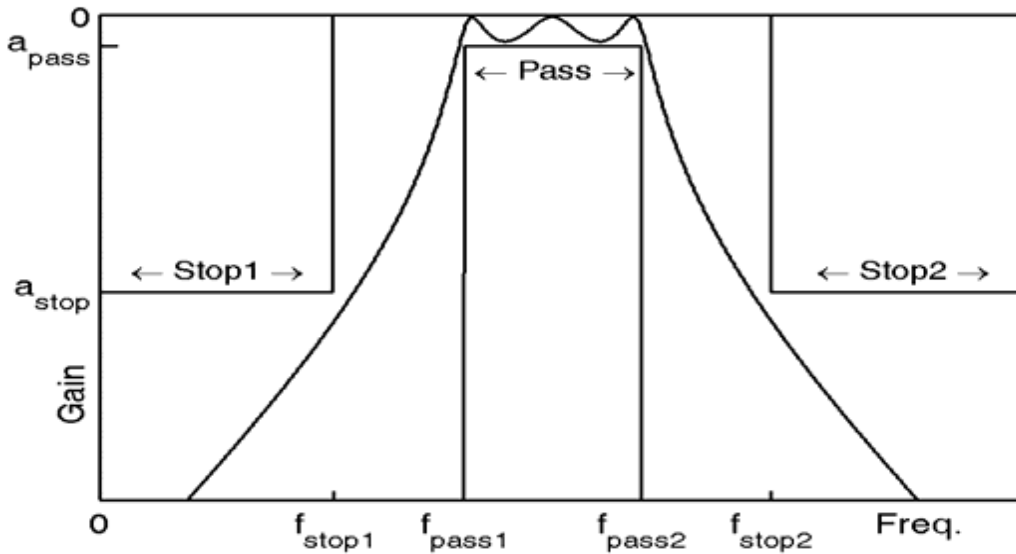


Figure I. 9 : Spécification du filtre passe-bande.

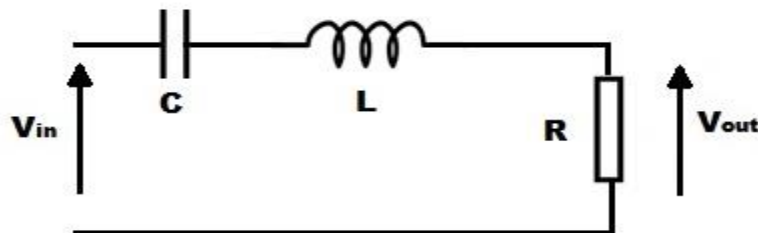


Figure I. 10 : Circuit de filtre passe-bande.

I.4.4 Filtre coupe bande

Le filtre coupe-bande est un filtre qui fonctionne exactement à l'opposé du filtre passe-bande en rejetant ou en atténuant les fréquences comprises dans une plage donnée et en passant au-dessous de celle-ci.

Comme la Figure I.11 montre, dans le filtre coupe-bande la bande de fréquences rejetée est située entre les deux bandes passantes f_{stop1} et la fréquence de bord de bande d'arrêt supérieure f_{stop2} .

Le filtre coupe-bande a deux bandes passantes :

- La bande passante inférieure s'étend de zéro à f_{pass1} .
- La bande passante supérieure s'étend de f_{pass2} à l'infini.

Le paramètre de gain de bande d'arrêt unique f_{stop1} est utilisé. Toutefois, des paramètres de gain individuels pour les bandes passantes inférieure et supérieure α_{pass1} , et α_{pass2} (en dB), respectivement, pourraient être utilisés si nécessaire [8].

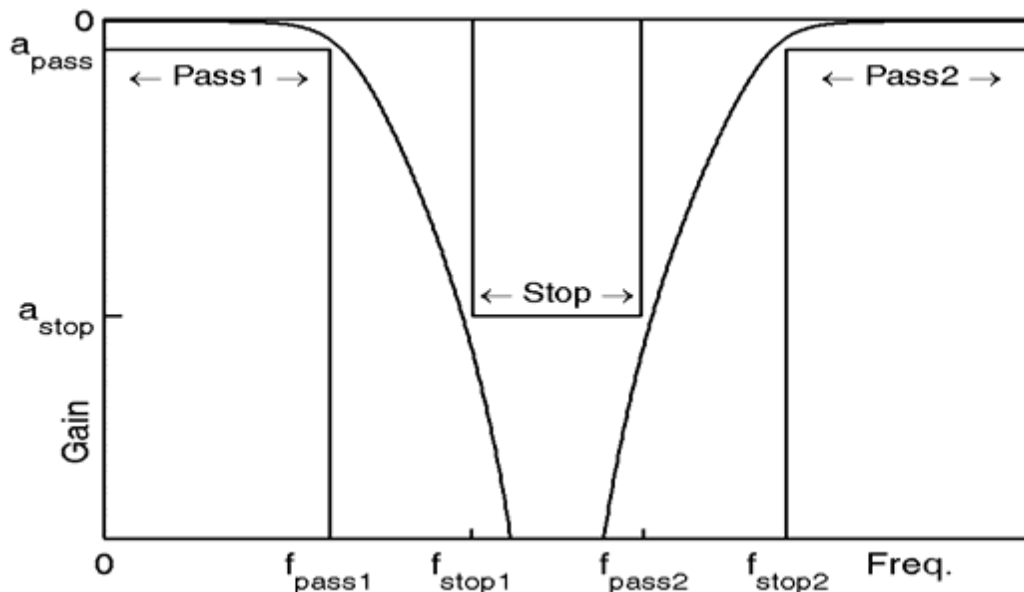


Figure I. 11 : Spécification du filtre coupe-bande.

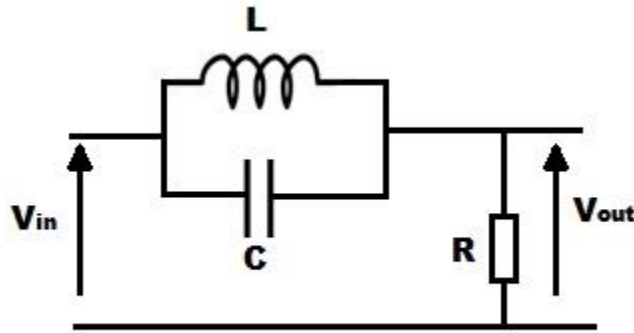


Figure I. 12 : Circuit de filtre coupe-Bande.

I.5 Types de technologie du filtre

I.5.1 Les filtres passifs

Le terme filtres passifs est utilisé pour les filtres qui sont réalisés en utilisant uniquement des éléments de circuit passifs ou sans perte, c'est-à-dire des inductances, des condensateurs, des transformateurs, des gyrateurs et des résistances, qui ne peuvent pas augmenter l'énergie du signal. La plupart de ces éléments de circuit ont une correspondance passive. Cependant, le gyrateur d'éléments de circuit, qui est un élément de circuit sans perte, ne peut être mis en œuvre qu'à l'aide de composants actifs qui amplifient l'énergie du signal [9].

Les conceptions passives ont tendance à être utilisées lorsqu'il est nécessaire de faire passer un courant continu important (supérieur à environ 1 mA) à travers des filtres passe-bas ou coupe-bande. Ils sont également davantage utilisés dans des applications spécialisées, telles que les filtres haute fréquence ou lorsqu'une grande plage dynamique est requise. (La plage dynamique correspond à la différence entre le niveau de bruit de fond et le niveau de signal maximal). De plus, les filtres passifs ne consomment pas d'énergie, ce qui est un avantage pour certains systèmes bas consommation [10].

I.5.2 Les filtres actifs

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

I.6 Mise en œuvre du filtre

Selon le format des signaux d'entrée, de sortie et de fonctionnement interne, les filtres peuvent être classés en filtres analogiques ou numériques. Dans 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 [11].

I.6.1 Filtre analogique

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 des composants essentiels dans tous les types de systèmes de communication [12].

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

- Filtres RLC passifs qui sont réalisés à partir des éléments de circuit passifs (résistance, inductances, condensateurs).
- Filtres de cristal qui constitué de résonateur piézoélectricité qui nous peut modélisée par des circuits résonnants.
- Filtres mécaniques qui sont constitués de résonateurs mécaniques et agit sur les vibrations mécaniques.
- Filtres hyperfréquences qui sont composés des 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 [11].

I.6.2 Filtre numérique

Dans son sens le plus générale, un filtre numérique est un système à temps discret invariant par décalage linéaire, réalisé à l'aide d'arithmétique en précision finie [13]. Qui 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 montre dans la Figure I.13 [12].

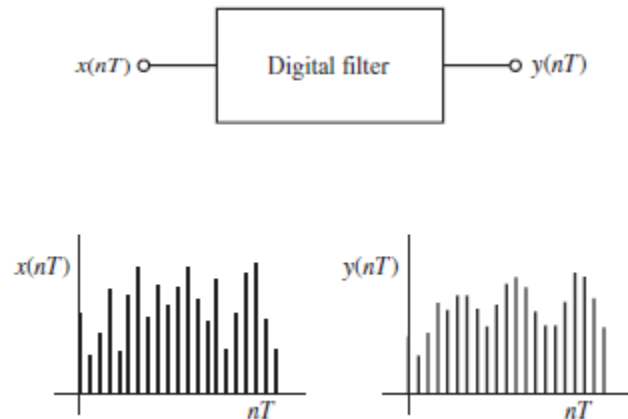


Figure I. 13 : Le filtre numérique en tant que système à temps discret.

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.

I.7 Prototype et valeurs des éléments constitutifs du filtre passe-bas

Un prototype de filtre passe bas, composé d'éléments localisés capacitifs et inductifs est défini. La conception de tous les types de filtre (passe bas, passe haut, passe bande ou coupe bande) sera basée sur ce prototype passe bas, pour lequel quelques transformations nécessaires seront effectuées (transformation d'impédance et de fréquence). Les deux schémas possibles du prototype du filtre passe bas sont présentés dans la Figure I.14. Ils sont composés alternativement par les capacités parallèles et les inductances séries. L'ordre du filtre (n pair ou impair) imposera le nombre de composants du prototype (capacités et inductances). En général, les éléments (g_k) du circuit du filtre prototype sont normalisés par rapport à l'impédance de source ($g_0 = 1$) et à la pulsation de coupure ($\omega_c = 1$). Dans la plupart des cas, l'impédance de charge est supposée égale à l'impédance de source (ce qui est le cas ici) d'où $g_n + 1 = g_0 = 1$ [14].

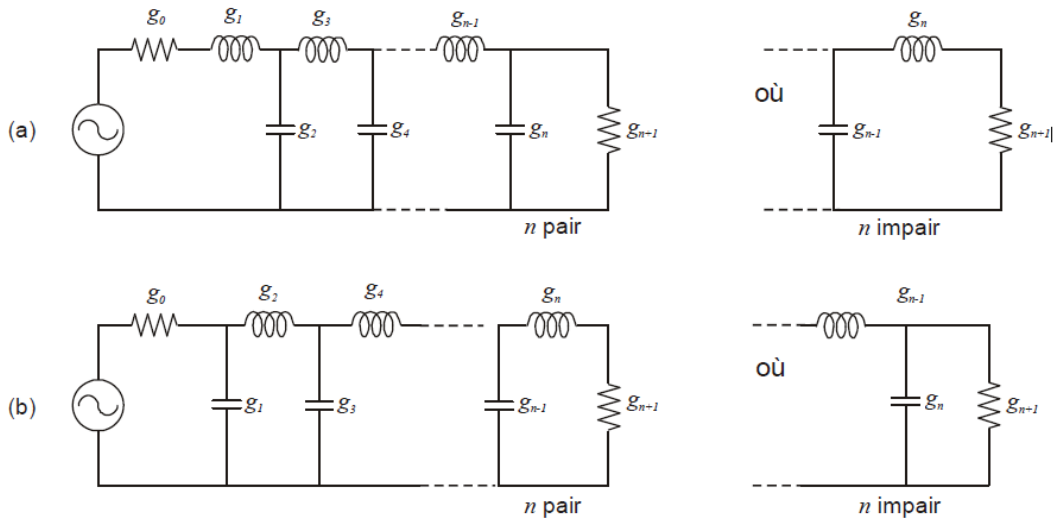


Figure I. 14 : Circuits prototype du filtre passe bas : (a) commençant par une self série (b) commençant par une capacité parallèle.

La conception des filtres suit donc les étapes illustrées dans la figure I.15:

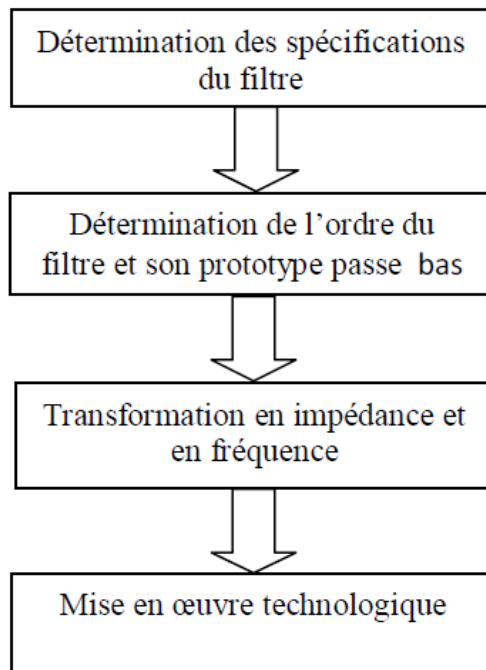


Figure I. 15 : Etapes de conception des filtres.

I.8 Transformations d'impédance et de fréquence à partir du gabarit passe-bas

Tous les filtres passe-haut, passe-bande et coupe-bande peuvent être obtenus à partir de filtre passe-bas normalisé via des transformations de fréquence [15].

En effet, un filtre passe-bas est constitué de deux éléments : inductance et capacité. Donc, les réseaux LC des filtres (passe-haut, passe-bande, coupe-bande) se déduisent du prototype passe-bas par une simple transformation en impédance et en fréquence.

I.8.1 Transformation en impédance

Comme le prototype passe bas est normalisé par rapport à l'impédance et en fréquence pour tous ses éléments g_k , on doit dénormaliser ses éléments.

La dénormalisation en impédance se fait tout simplement en multipliant les g_k représentant les selfs en série par la résistance de charge R_0 et en divisant les g_k représentant des capacités parallèles par R_0 . Cette dénormalisation en impédance est illustrée par la Figure I.16 [16],[17].

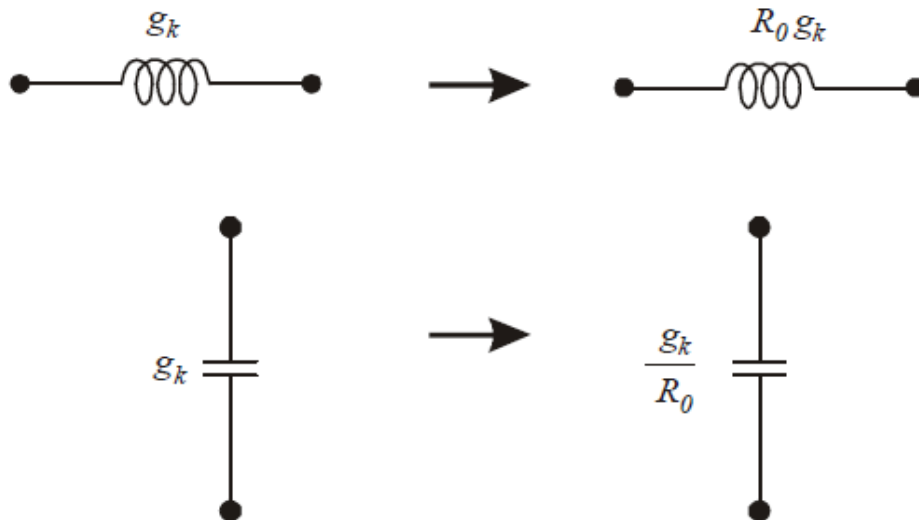


Figure I. 16 : Transformation en impédance.

Pour pouvoir créer des filtres passe haut, passe bande ou coupe bande à partir du prototype passe bas, on doit effectuer la transformation de fréquence.

I.8.2 Transformation en fréquence : passe-bas → passe-haut

La transformation en fréquence du plan de passe-bas (ω) vers le plan de passe-haut (ω') est définie par :

$$\omega \rightarrow -\frac{\omega}{\omega'}, (\omega = 1) \quad (\text{I.8})$$

Dans ces conditions le prototype passe haut se déduit facilement de celui du passe bas. Pour cela, il faut remplacer chaque self par une capacité et réciproquement. Soient les capacités C_k et inductances L_k du prototype passe-bas, alors les valeurs (dénormalisées en fréquence) pour les capacités C'_k et inductances L'_k du filtre passe haut sont calculées par [16],[17]:

$$C'_k = \frac{1}{\omega_c L_k} = \frac{1}{\omega_c g_k} \quad (\text{I.9})$$

$$L'_k = \frac{1}{\omega_c C_k} = \frac{1}{\omega_c g_k} \quad (\text{I.10})$$

Cette transformation est illustrée dans la **Figure I.17** :

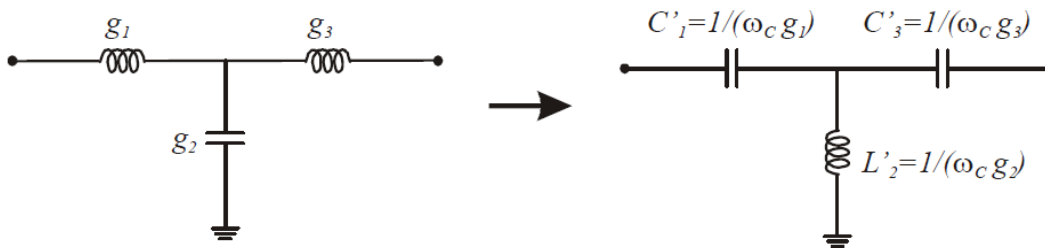


Figure I. 17 : Transformation passe bas-passe haut.

I.8.3 Transformation en fréquence : passe-bas → passe-bande

Le gabarit d'un filtre passe bande est défini par :

- sa pulsation centrale ω_0 de la bande passante.
- sa pulsation de coupure basse ω_1 .
- sa pulsation de coupure haute ω_2 .

Soit:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (\text{I.11})$$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (\text{I.12})$$

Où Δ est la largeur relative de la bande passante.

La transformation en fréquence du plan de passe-bas (ω) vers le plan de passe-bande (ω') est définie par :

$$\omega \rightarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega_0}{\omega'} - \frac{\omega'}{\omega_0} \right) \quad (\text{I.13})$$

L'obtention du filtre passe bande à partir du prototype passe bas se fait en deux étapes : Premièrement, les inductances en série doivent être remplacées par un circuit résonant LC en série, avec les valeurs des éléments définies comme suit [16],[17]:

$$C'_k = \frac{\Delta}{\omega_c L_k} = \frac{\Delta}{\omega_c g_k} \quad (\text{I.14})$$

$$L'_k = \frac{L_k}{\Delta \omega_0} = \frac{g_k}{\Delta \omega_0} \quad (\text{I.15})$$

La deuxième étape consiste à remplacer les capacités en parallèles par un circuit résonant LC en parallèle, dont les valeurs sont les suivantes [16],[17]:

$$C'_k = \frac{C_k}{\Delta \omega_0} = \frac{g_k}{\Delta \omega_0} \quad (\text{I.16})$$

$$L'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 C_k} = \frac{\Delta}{\omega_0 g_k} \quad (\text{I.17})$$

Cette transformation en fréquence du filtre passe bas vers le filtre passe bande est résumée par la Figure I.18 pour le cas d'un filtre d'ordre 3.

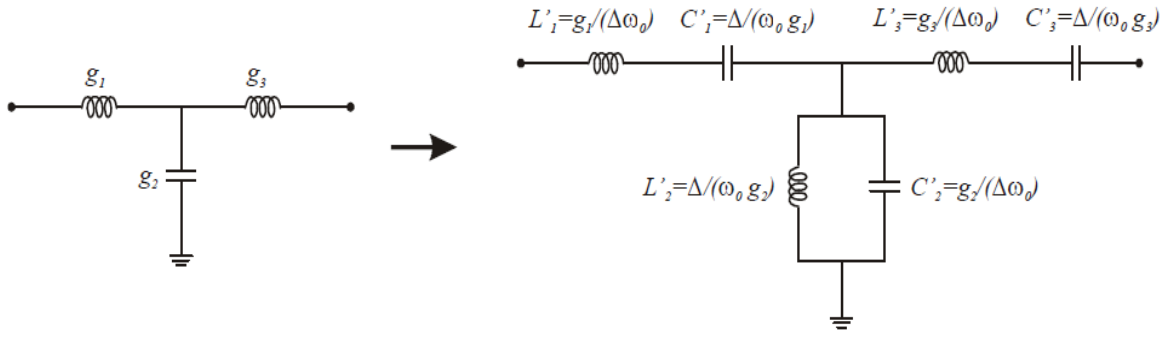


Figure I. 18 : Transformation en fréquence passe bas → passe bande.

I.8.4 Transformation en fréquence : passe-bas → coupe bande

Pour le cas de la transformation en fréquence pour le filtre coupe bande, nous utilisons la transformation suivante [16],[17] :

$$\omega \rightarrow -\Delta \left(\frac{\omega'}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega'} \right)^{-1} \quad (\text{I.18})$$

Pour obtenir le filtre coupe bande, il suffit alors de faire l'inverse du cas du filtre passe bande, où il faut remplacer les inductances par le circuit LC parallèle défini par:

$$C'_k = \frac{1}{\Delta L_k \omega_0} = \frac{1}{\Delta g_k \omega_0} \quad (\text{I.19})$$

$$L'_k = \frac{\Delta L_k}{\omega_0} = \frac{\Delta g_k}{\omega_0} \quad (\text{I.20})$$

Et remplacer les capacités par le circuit LC série défini par :

$$C'_k = \frac{\Delta L_k}{\omega_0} = \frac{\Delta g_k}{\omega_0} \quad (\text{I.21})$$

$$L'_k = \frac{1}{\Delta C_k \omega_0} = \frac{1}{\Delta g_k \omega_0} \quad (\text{I.22})$$

Toutes ces étapes de transformation en fréquence peuvent être synthétisées dans le Tableau I.1 [14]:

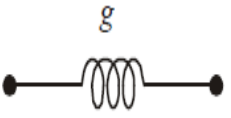
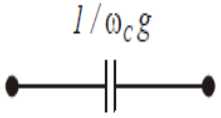
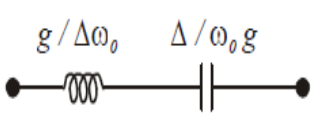
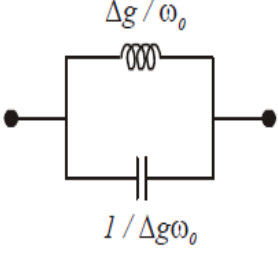
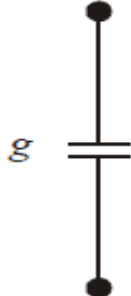
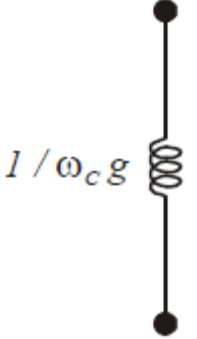
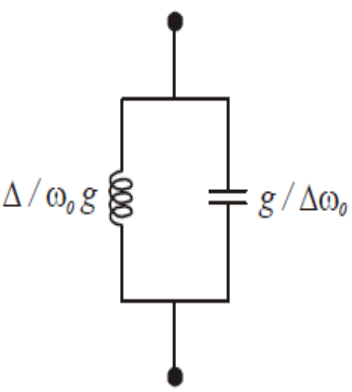
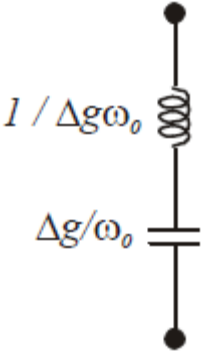
Passe bas	Passe haut	Passe bande	Coupe bande
			
			

Table I.1 Transformation en fréquence à partir du prototype passe bas.

I.9 Le rôle de filtre dans le système de télécommunication

Les filtres sont nécessaires dans les systèmes de télécommunication car ils permettent de séparer la composante utile du signal des composantes parasites.

Comme exemple à la Figure I.18, le filtre est présent à tous les niveaux des chaînes d'émission et de réception. On le retrouve à la sortie d'antenne sous forme de duplexeur pour séparer les voies montantes et descendantes, en sortie d'amplificateur pour contrer les effets de non linéarité ou après le mélange pour supprimer les harmoniques générées par le mélange [15].

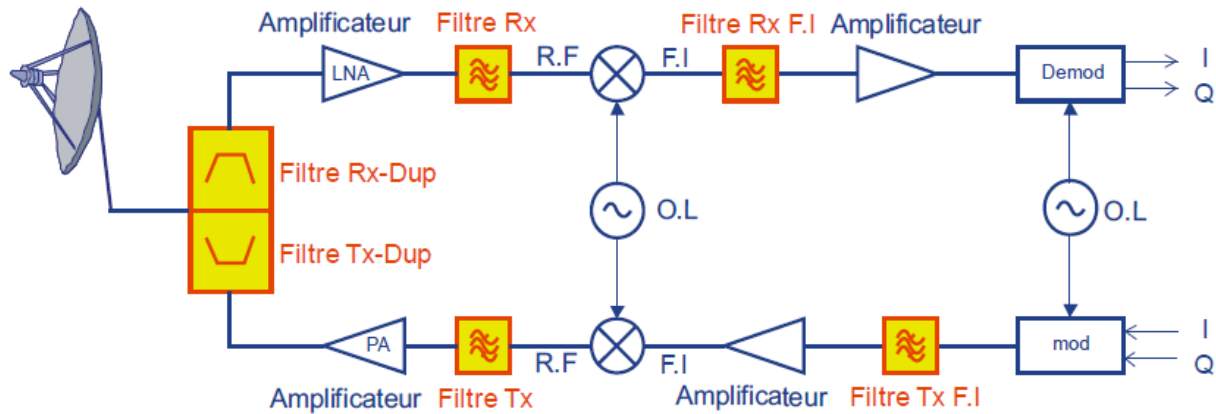


Figure I. 19 : Un système d'émission / réception.

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi un bref état de l'art du filtrage, nous sommes intéressés à leurs classifications: passe bas, passe haut, passe bande et coupe bande. Après la présentation et le rôle de filtre nous avons présenté les éléments de synthèse des filtres. Puis nous avons donné les approximations les plus courantes qui donnent lieu à des réponses assez proches du gabarit du filtre. Ensuite nous avons expliqué la transformation à partir de filtre passe bas.

Le prochain chapitre met en évidence le filtre radiofréquence avec l'explication de technologie micro-ruban.

Chapitre II
Filtre microonde et ligne microruban

II.1 Introduction

Des nouvelles technologies pour la conception de filtres sont en cours de recherche dans le monde entier afin de répondre à la demande croissante de conception de filtres avancée avec une réponse en fréquence et des caractéristiques supérieures. La technologie micro ruban occupe une place privilégiée dans la conception de filtres [18]. Un filtre hyperfréquence basé sur la technologie microruban est un dispositif passif responsable de la sélection de la fréquence du signal dans le contexte d'un système de communication.

Dans ce chapitre, nous présentons une étude bibliographique sur les filtres microondes et les différents technologies et les techniques qui sont utilisé pour réaliser ces filtres et on base plus sur la thecnologie microruban qui est l'un des plus importantes technologies utilisées pour fournir ce type des filtres.

II.2 Théorie des filtres micro-onde

II.2.1 Définition des filtres micro-onde

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

II.2.2 Les ondes micro-ondes

Le terme micro-ondes peut être utilisé pour décrire des ondes électromagnétiques (EM) avec des fréquences allant de 300 MHz à 300 GHz, ce qui correspond à des longueurs d'onde (en espace libre) de 1 m à 1 mm. Les ondes EM dont les fréquences sont supérieures à 30 GHz et inférieures à 300 GHz sont également appelées ondes millimétriques, car leurs longueurs d'onde se situent dans la gamme des millimètres (1 à 10 mm).

Les applications RF / hyperfréquences peuvent être exploitée dans les communications. Radar, navigation, radioastronomie, détection, instrumentation médicale et autres qui explorent l'utilisation de spectres de fréquence dans la gamme de 300 kHz à 300 GHz [19].

II.2.3 La fonction de transfert d'un filtre micro-onde

La fonction de transfert d'un réseau de filtrage à deux ports est une description mathématique des caractéristiques de réponse du réseau, à savoir une expression mathématique de S_{21} . A de nombreuses reprises, une fonction de transfert amplitude-carré pour un filtre passif sans perte le réseau est défini comme :

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (\text{II.1})$$

Où :

- ε est une constante d'ondulation.
- $F_n(\Omega)$ Représente une fonction de filtrage ou caractéristique.
- Ω est une variable de fréquence [19].

II.2.4 Éléments de synthèse des filtres micro-ondes

La synthèse des filtres microondes est généralement basée sur un schéma électrique équivalent du dispositif en éléments localisés. Cette synthèse permet, à partir de la théorie des circuits, de déterminer les valeurs des éléments localisés du schéma électrique équivalent en fonction de la fonction de filtrage choisie.

Dans cette section, sont rappelées quelques notions théoriques essentielles de synthèse des filtres micro-ondes à l'aide des éléments répartis constitués de ligne de transmission. La synthèse des filtres fait appel à deux méthodes : la méthode des paramètres image et la méthode de perte d'insertion [20].

II.2.4.1 Méthode de paramètres image

La méthode des paramètres image qui a été développée dans les années 1930. Elle implique la spécification des caractéristiques de la bande passante et de la bande d'arrêt pour une cascade de réseaux à deux ports [21].

L'inconvénient de cette méthode est qu'elle est basée sur l'hypothèse que le filtre est fermé par les impédances d'images alors qu'en pratique, le filtre est le plus souvent fermé par des résistances pures. Par conséquent, un nombre de facteurs de correction et de réseaux d'adaptation deviennent indispensables pour assurer le bon fonctionnement du filtre final. De plus, beaucoup de problèmes de conception de filtre ne peuvent pas être résolus par cette méthode avec un minimum d'éléments de circuit, voire même impossible [22].

II.2.4.2 Méthode de perte d'insertion

La méthode des pertes d'insertion est basée sur le calcul des caractéristiques prédéfinies des filtres qui sont composés par des éléments de circuits qui sont linéaires, passifs, localisés et finis.

Cette méthode est devenue la principale méthode de conception des filtres, et elle est largement utilisée malgré le travail de calcul comparativement plus grand qu'elle nécessite [23]. Elle présente l'avantage de prendre en compte le gabarit du filtre normalisé passe-bas, et elle est à la base de plusieurs logiciels de conception assistée des filtres (CAD) [24].

Dans la méthode des pertes d'insertion, la réponse d'un filtre est représentée par sa fonction d'atténuation, qui a pour forme :

$$P_{Pr} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)} \quad (\text{II.2})$$

Exprimée en fonction de la pulsation ω où M et N sont des polynômes réels. Cette fonction de perte d'insertion sera assimilée à des fonctions d'approximations qui sont physiquement réalisables, par exemple les fonctions Butterworth, Tchebychev, etc [20].

II.3 Analyse de réseau

Les réseaux de filtres sont des éléments de construction essentiels dans de nombreux domaines de l'ingénierie hyperfréquences. Ces réseaux sont utilisés pour sélectionner / rejeter ou séparer / combiner des signaux à différentes fréquences dans de nombreux systèmes et équipements hyperfréquences [19].

Les matrices les plus couramment utilisées pour décrire un réseau sont les matrices [Z], [Y], [ABCD], [S] et [T] [20]. Les matrices [Z], [Y] et [ABCD] relient la tension et le courant aux différents ports en décrivant le réseau au niveau des éléments localisés. La matrice de diffusion [S] et la matrice de transmission [T] relient les tensions normalisées incidente et réfléchie aux différents ports. Alors que, aux fréquences micro-ondes, la tension et les courants ne peuvent pas être mesurés, les matrices [Z], [Y] et [ABCD] sont souvent utilisées pour fournir un aperçu physique du circuit équivalent du réseau micro-ondes [25].

II.3.1 Variables réseau

La plupart des filtres hyperfréquences et des composants de filtrage peuvent être représentés par un réseau à deux ports, comme illustré à la Figure II.1. Où V_1 , V_2 et I_1 , I_2 sont les variables de tension et de courant aux ports 1 et 2, respectivement, Z_{01} et Z_{02} sont les impédances terminales et E_s est la tension source ou génératrice.

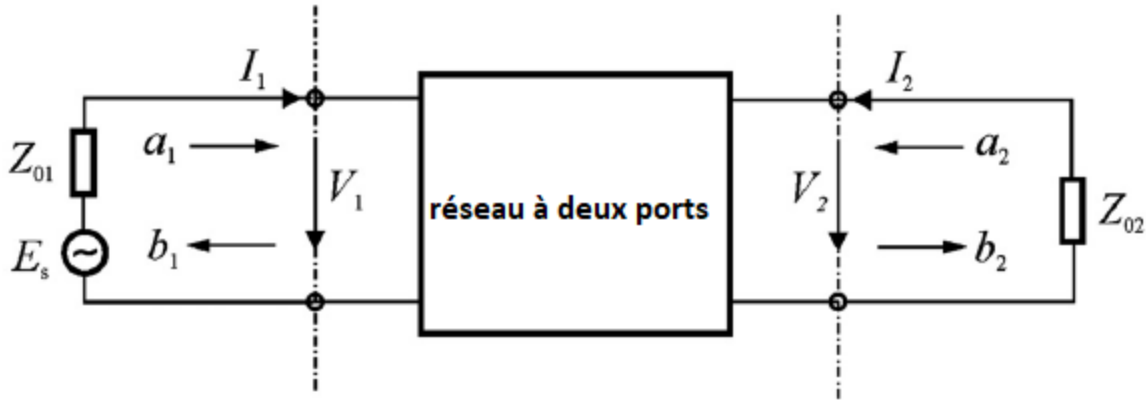


Figure II. 1 : Réseau à deux ports affichant les variables réseau.

II.3.1.1 Paramètres de diffusion (paramètre [S])

Les paramètres S sont importants dans la conception des micro-ondes car ils sont plus faciles à mesurer et à utiliser à des fréquences élevées. Ils sont conceptuellement simples, analytiquement pratiques et capables de fournir un excellent aperçu de la transmission et de la réflexion de l'énergie RF dans circuits hyperfréquences [25].

Les paramètres de diffusion ou S d'un réseau à deux ports sont définis en termes de variables d'onde comme :

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} & S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} & S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

Où $a_n = 0$ implique une adaptation d'impédance parfaite (pas de réflexion de l'impédance terminale) au port n. Ces définitions peuvent être écrites comme :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Où la matrice contenant les paramètres S est appelée matrice de diffusion ou matrice S, désignée simplement par [S].

Les paramètres s_{11} et s_{22} sont également appelés coefficients de réflexion, tandis que s_{12} et s_{21} sont les coefficients de transmission. Ce sont les paramètres directement mesurables aux hyperfréquences [19],[25].

II.3.1.2 Matrices d'impédance [Z] et d'admittance [Y]

L'admittance de court-circuit [Y] et L'impédance en circuit ouvert [Z] ou les paramètres Y ou Z d'un réseau à deux ports sont définis respectivement comme suit:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \frac{I_1}{V_1} |_{V_2=0} & Y_{12} &= \frac{I_1}{V_2} |_{V_1=0} \\ Y_{21} &= \frac{I_2}{V_1} |_{V_2=0} & Y_{22} &= \frac{I_2}{V_2} |_{V_1=0} \end{aligned} \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \frac{V_1}{I_1} |_{I_2=0} & Z_{12} &= \frac{V_1}{I_2} |_{I_1=0} \\ Z_{21} &= \frac{V_2}{I_1} |_{I_2=0} & Z_{22} &= \frac{V_2}{I_2} |_{I_1=0} \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

Le courant et les tensions aux deux ports sont reliés par les matrices [Y] et [Z] comme suit:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Il est clair que les matrices [Z] et [Y] sont liés comme $[Z] = [Y]^{-1}$. Pour les réseaux réciproques $Y_{12} = Y_{21}$ et $Z_{12} = Z_{21}$. De plus, si les réseaux sont symétriques $Y_{11} = Y_{22}$ [19].

II.4 Les différentes technologies de réalisation des filtres hyperfréquences

Il existe plusieurs technologies qui sont utilisé pour réaliser des filtres hyperfréquences. Ces technologies et techniques se divisent en deux catégories principales: celles basées sur des guides d'ondes et celles basées sur des structures planaires.

II.4.1 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 très sélectifs avec de faibles pertes d'insertion. Ils sont capables de gérer des niveaux de puissance élevés.

Il existe plusieurs types de filtres à cavité: les filtres à guide d'ondes en mode évanescent, les filtres à cavité couplés, les filtres à résonateur diélectrique et les filtres à plan E [26].

II.4.1.1 Les filtres à résonateur diélectrique

Cette technologie est apparue vers la fin des années 1960, elle basé sur l'exploitent des modes de résonance apparaissant à l'intérieur de blocs diélectriques de très forte permittivité de forme parallélépipédique ou cylindrique. Les limites de ces résonateurs sont des murs magnétiques obtenus grâce à un fort contraste de permittivité entre le diélectrique et l'air [27].

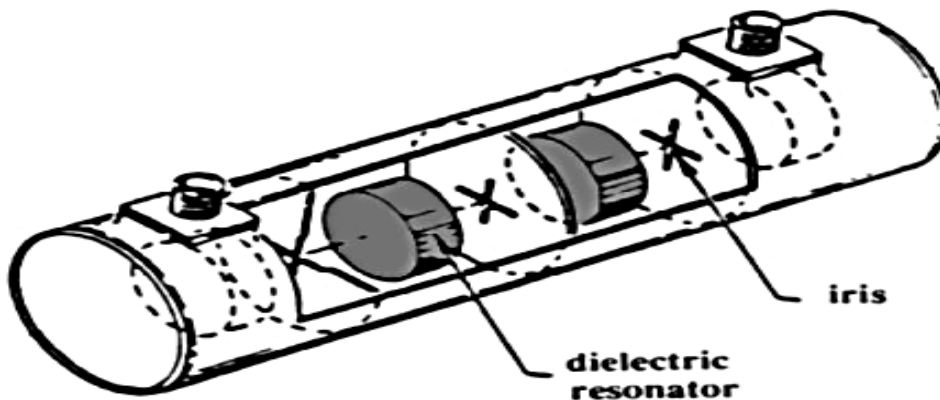


Figure II. 2 : Filtres à résonateurs diélectriques.

II.4.1.2 Les filtres à guide d'ondes en mode évanescent

Le filtrage dans les guides d'onde profite des propriétés de propagation et d'évanescence des modes dans les guides : des portions de guide, passantes à la fréquence considérée, sont couplées entre elles par des portions de guide sous coupure (où l'onde ne se propage pas à la fréquence considérée) [20]. Ils sont généralement utilisés pour des fréquences supérieures à 10 GHz. Leur utilisation se situe en tête ou en queue des chaînes de réception des satellites car ils présentent peu de pertes [28].

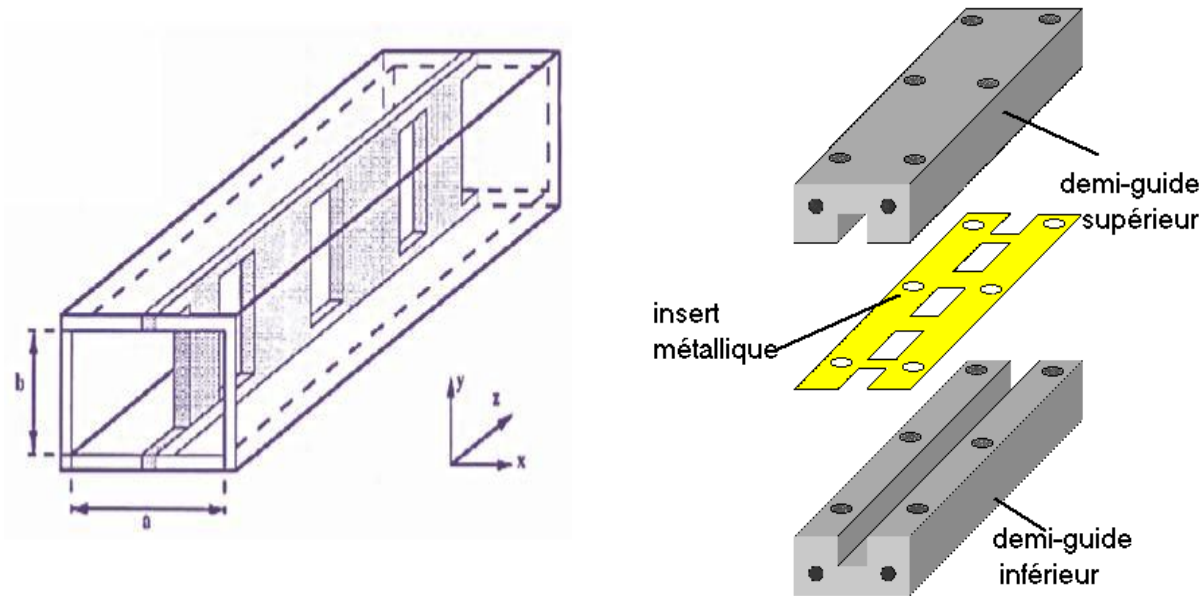


Figure II. 3 : Filtres à guide d'ondes.

II.4.2 Filtres plans

L'un des éléments appropriés des circuits intégrés hyperfréquences (MIC) est que la structure doit avoir une configuration " plane ". Une configuration plane implique que les caractéristiques de l'élément peuvent être déterminées par la dimension d'un plan. Par exemple, la largeur d'une ligne micro ruban sur un substrat diélectrique peut être ajustée pour contrôler son impédance.

Il existe plusieurs structures de transmission qui répondent à la nécessité d'être planes. Le principe est basé sur l'utilisation d'un substrat diélectrique sous forme de plaques, métallisé sur l'une ou les deux faces. Plusieurs conceptions sont alors possible comme par exemple le micro-ruban, le coplanaire...etc [29].

II.4.2.1 Filtres de lignes couplées

Ces filtres sont constitués de lignes métalliques de longueur $\frac{\lambda_g}{2}$ ou, où $\frac{\lambda_g}{4}$ 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 [26]. Les conducteurs métalliques sont au nombre de trois, séparés entre eux par des fentes sur une même face du substrat. Les deux faces latérales caractérisent la masse, et le conducteur central caractérise la ligne de signal. La Figure II.4 présente la schématique d'une ligne coplanaire [30].

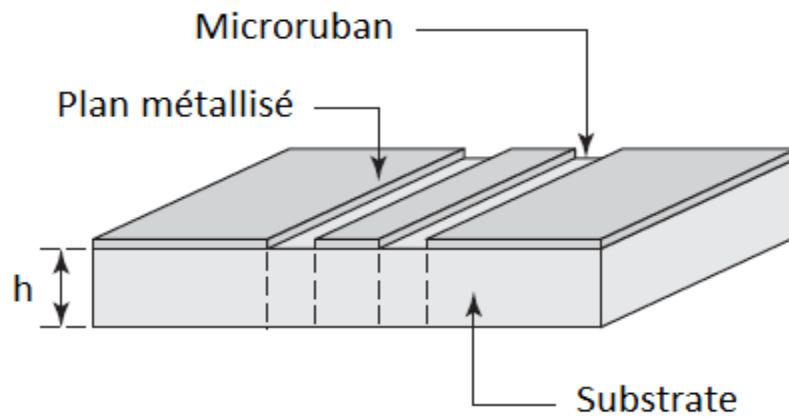


Figure II. 4 : Technologie coplanaire.

II.4.2.2 Filtre de Technologie multicouche

A la différence des technologies planaires classiques, la technologie multicouche est, comme son nom l'indique, constituée de plusieurs niveaux de diélectriques et de conducteurs superposés. Les lignes microruban et coplanaire peuvent être réalisées avec cette technologie [31].

II.4.2.3 Filtre de Technologie micro ruban

La ligne microruban est l'interconnexion la plus utilisée entre radiofréquences (RF) et hyperfréquences. La ligne à microruban est l'élément principal d'une vaste gamme de lignes de transmission construites à l'aide de la technologie des cartes de circuit imprimé [32].

A. Structure de la ligne micro ruban

Très utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences [33], la structure générale d'une ligne micro ruban (ou encore microbande ou microstrip) est illustrée à la Figure II.5. Il s'agit d'une bande conductrice de largeur ω et d'épaisseur t , déposée sur un substrat diélectrique ayant un constant diélectrique relative ϵ_r et une épaisseur h , et le fond du substrat est un plan de masse (conducteur) [19].

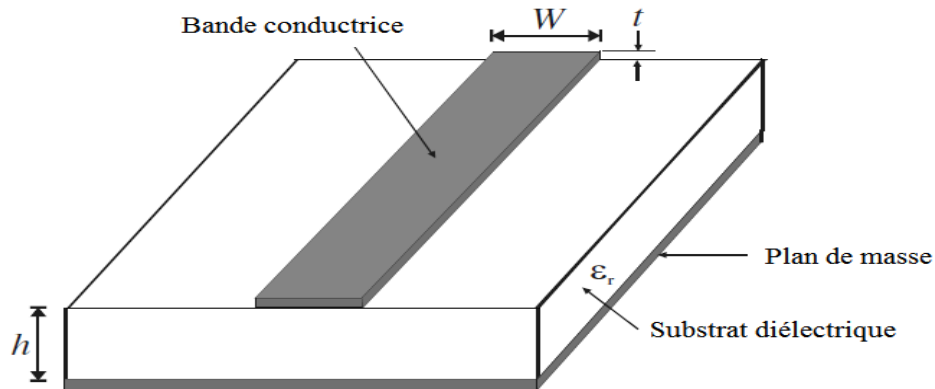


Figure II. 5 : Structure générale de la ligne microruban.

B. Configuration sur le champ du microruban

Les lignes microruban diffèrent considérablement des autres lignes de transmission. Par exemple, en comparant une ligne microruban avec une ligne triplaque, on constate que la structure en microruban est ouverte en haut. Cette configuration ouverte rend un microruban très pratique à utiliser dans les MIC où des périphériques localisés discrets (actifs ou passifs) doivent être montés dans le circuit. De plus, de petits ajustements ou ajustements peuvent éventuellement être incorporés après la fabrication du circuit. Cependant, parallèlement à ces avantages, la structure ouverte d'un microruban entraîne certaines complications lors de l'analyse et de la conception des microstrips. Ceci est dû au fait que la présence de l'interface diélectrique-air modifie le mode de propagation dans un microruban en mode hybride non-TEM (comme comparé à un mode TEM pur dans un stripline) [32].

C. Les ondes dans le micro ruban

Les champs dans le micro ruban s'étendent dans deux milieux - l'air au-dessus et le diélectrique au-dessous de sorte que la structure est inhomogène. En raison de cette nature inhomogène, le micro ruban ne prend pas en charge une onde TEM pure. En effet, une onde TEM pure ne comporte que des composants transversaux et sa vitesse de propagation ne dépend que des propriétés du matériau, à savoir la permittivité ϵ et la perméabilité μ . Cependant, avec la présence des deux milieux à ondes guidées (le substrat diélectrique et l'air), les ondes d'une ligne à micro ruban n'auront aucune composante longitudinale disparue des champs électriques et magnétiques, et leurs vitesses de propagation ne dépendent pas uniquement du matériau propriétés, mais aussi sur les dimensions physiques du microruban [19].

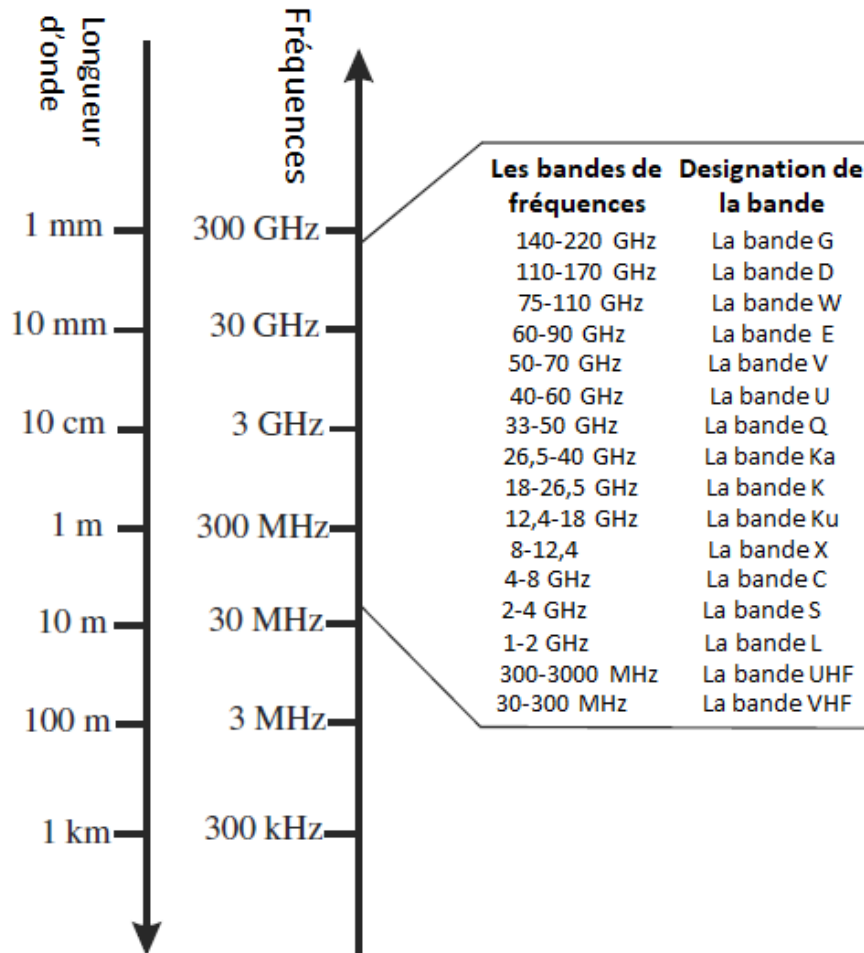


Figure II. 6 : Spectres RF / micro-ondes.

D. Les mesures microruban

Comme dans le cas d'autres structures de transmission, les caractéristiques importantes à mesurer pour un micro ruban sont les suivantes: (i) impédance caractéristique, (ii) vitesse de phase et (iii) constante d'atténuation (iiii) et la constante diélectrique du substrat [34].

❖ Constante diélectrique du substrat

Une connaissance précise de la valeur du constant diélectrique relatif des substrats est très importante pour la conception du circuit, car cette valeur est utilisée pour déterminer l'impédance caractéristique et la vitesse de phase. La valeur du constant diélectrique dépend du procédé de fabrication et de la composition du matériau final. Afin de contrôler le processus, une technique de mesure précise et automatique ϵ_r est nécessaire [34].

❖ Méthodes d'analyse micro ruban

Comme pour toute autre structure de ligne de transmission, les méthodes d'analyse d'une ligne à micro ruban visent à déterminer l'impédance caractéristique et la constante de propagation (vitesse de phase et constante d'atténuation). Les différentes méthodes d'analyse par micro ruban peuvent être divisées en deux groupes principaux, comme le montre la Figure II.7 [32].

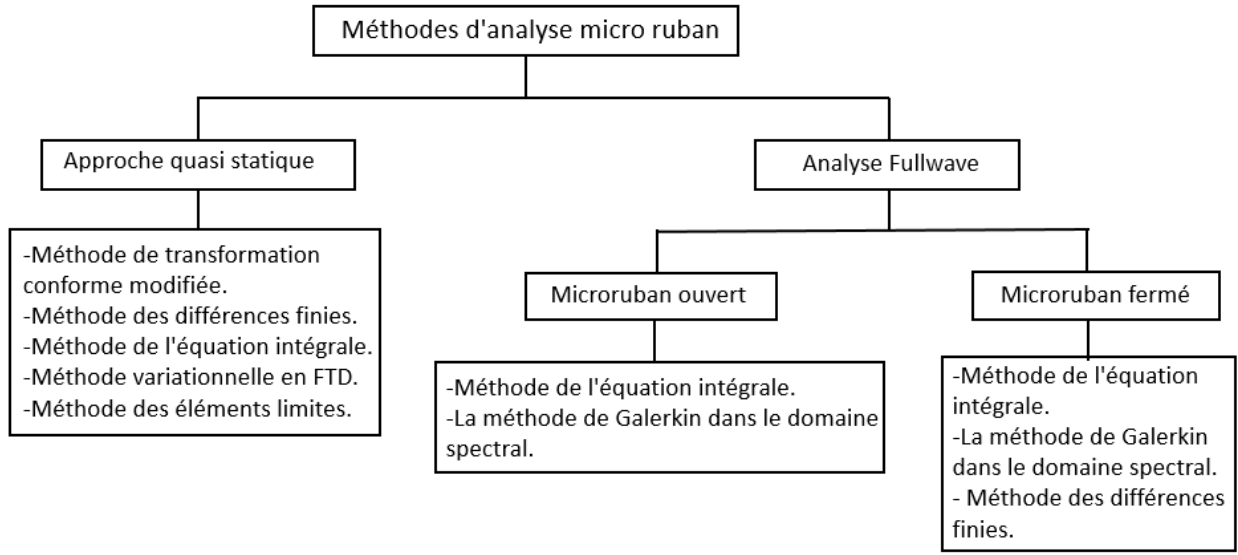


Figure II. 7 : Les différents méthodes d'analyse microruban.

❖ Formules d'analyses et de synthèses

• Formule d'analyse:

L'analyse de la ligne micro-ruban consiste à déterminer à partir de ces paramètres physiques, la permittivité effective, et la largeur équivalente nécessaire à la détermination de l'impédance de caractéristiques de cette ligne.

La permittivité relative ε_{eff} est calculée par les formules suivantes :

$$\text{Pour } \frac{W}{h} \leq 1 : \varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12}{W/h} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (\text{II.9})$$

$$\text{Pour } \frac{W}{h} > 1 : \varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{W/h} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{II.10})$$

Pour la ligne micro-ruban nous avons pour les lignes étroites $W/h < 3.3$:

$$Z_c = \frac{119.9\pi}{\sqrt{2(\epsilon_r+1)}} \left[\ln \left(4 \frac{h}{W} + \sqrt{16 \left(\frac{h}{W} \right)^2 + 2} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{\pi}{4} \right) \right] \quad (\text{II.11})$$

Pour les lignes larges $W/h > 3.3$:

$$Z_c = \frac{119.9\pi}{\sqrt{2(\epsilon_r)}} \left[\frac{W}{2h} + \frac{\ln 4}{\pi} + \frac{\ln(e\pi^2/16)}{2\pi} \left(\frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r^2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r+1}{2\pi\epsilon_r} \right) \left(\ln \frac{\pi e}{2} + \ln \left(\frac{W}{2h} + .94 \right) \right) \right]^{-1} \quad (\text{II.12})$$

- **Formule de synthèse**

La synthèse permet quant à elle de déterminer les dimensions et la nature du diélectrique utilisé, pour une impédance caractéristique donnée [35].

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8}{\exp(A)-2 \exp(-A)} & W/h \geq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1 + \frac{\epsilon_r-1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\}) \right\} & W/h \leq 2 \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Avec:

$$A = \frac{Z_c}{\eta_0} \pi \sqrt{2(\epsilon_r + 1)} + \left(\frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1} \right) \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (\text{II.14})$$

$$B = \frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{\eta_0}{Z_c} \quad (\text{II.15})$$

- ❖ **Affaiblissement d'une ligne microruban**

Il y a trois principaux types de pertes dans les lignes microrubans : dans les conducteurs, dans les diélectrique et par rayonnement [18].

D'autres pertes beaucoup plus faciles à maîtriser et à évaluer. Plusieurs facteurs affectent le comportement des lignes microrubans. Les facteurs sont :

- Les tolérances de fabrication sur les différents matériaux.
- Les états de surface de ces matériaux.
- Le vieillissement des matériaux.

L'atténuation des signaux au cours de leur propagation dans les circuits micro rubans est principalement due à quatre causes :

- Les pertes ohmiques du conducteur (ou pertes par effet de joule).
- Les pertes diélectriques.

- Les pertes par rayonnement principalement due aux discontinuités.
- Les pertes par ondes de surface.

E. Discontinuité dans les lignes microrubans

Les lignes de transmission dans les circuits ne sont jamais uniformes ou droites. Elles comportent des discontinuités comme des changements de direction, de largeur, des intersections comme le montre la Figure II.8.

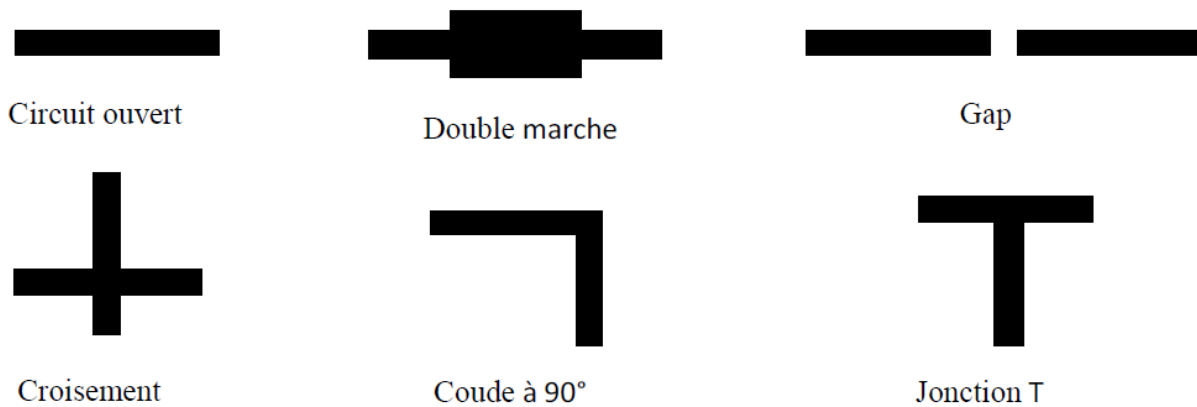


Figure II. 8 : Les principales discontinuités.

Ces discontinuités peuvent être à l'origine de l'apparition de modes supérieurs. Ces modes s'atténuent rapidement lorsque l'énergie s'éloigne de la discontinuité, si la fréquence de travail est inférieure à la fréquence de coupure, ce qui peut ne plus être le cas lorsque les fréquences de travail augmentent. De plus toujours pour des fréquences élevées, le mode dominant devient dispersif et la discontinuité est à l'origine d'un rayonnement parasite [34].

F. Avantages et inconvénients

Très utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences, cette topologie permet d'assurer une large gamme d'impédances caractéristiques réalisables en technologie circuit imprimé (10 Ω à 200 Ω environ) et ceci quel que soit le substrat choisi.

C'est un peu moins le cas en technologie circuit intégré où l'épaisseur du substrat de quelques μm limite leur utilisation pour des impédances inférieures à environ 70 Ω . Les pertes augmentant fortement avec le rétrécissement de la largeur des rubans.

Un autre avantage est que le procédé technologique des lignes microruban est relativement simple à mettre en œuvre et donc peu onéreux.

Cependant, si la connexion de composants en série reste simple, le report d'éléments en parallèle est plus complexe et nécessite des vias pour assurer la connexion avec le plan de masse sur la face inférieure. L'influence des trous métallisés (pour réaliser les vias) sur les performances électriques du circuit n'est pas négligeable et leurs effets parasites doivent être pris en compte.

Malgré ces quelques inconvénients, cette technologie reste largement employée, les avantages compensant souvent avantageusement les inconvénients [33].

II.5 Etude comparative des technologies planaires

Type de ligne de transmission	La fréquence (GHz)	Impédance caractéristique (Ω)	Dimensions	Pertes	Puissance de manutention
microruban	<110	10-100	petit	élevé	Faible
Stripline	<60	20-150	Moyen	Faible	Faible
Ligne triplaine suspendue	<220	20-150	Moyen	Faible	Faible
Finline	<220	20-400	Moyen	Moyen	Faible
Slotline	<110	60-200	petit	élevé	Faible
Microruban inversé	<110	25-130	petit	Moyen	Faible
Coplanaire	<110	40-150	petit	élevé	Faible

Tableau II.1: comparaison entre les différentes technologies planaires.

II.6 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, nous avons introduit quelques notions sur le filtrage micro-onde, qui constitue une fonction essentielle des télécommunications hyperfréquences.

Après une brève présentation des filtres micro-ondes et de leur rôle nous avons présenté les éléments de synthèse des filtres micro-ondes. Ensuite nous avons expliqué d'une manière générale les différents types des technologies employées pour la conception des filtres micro-onde, celle qui nous intéresse la technologie micro-ruban.

Dans le chapitre suivant nous avons étudié un cas pratique de filtre passe-bande ULB, et nous présenterons l'essentiel de nos résultats de conception et de simulations, tous nos travaux ont été effectués avec le logiciel HFSS.

Chapitre III
Résultats et discussion

III. 1 Introduction

Pour répondre aux nombreuses applications des systèmes de communication ULB, beaucoup de chercheurs du monde entier se sont intéressés à la conception, à la recherche et au développement de filtres et d'antennes ULB.

Dans ce chapitre nous présenterons l'étude d'un filtre passe-bande ULB dans la bande de fréquence 3.1 à 10.6 GHz. Nous présentons nos résultats de conceptions et d'analyses de ce filtre après l'étude paramétrique pour mieux comprendre le travail, la sélectivité et les parties responsables de filtrage de ce filtre.

III. 2 Procédure de conception d'un filtre

Notre étude est basée sur une conception de filtre qui a été proposé dans le papier [36]. Cette structure de filtre a été construite sur un substrat FR4_époxy de longueur $L_f = 20.2 \text{ mm}$, de largeur $w_s = 31.2$ et de hauteur $h = 1,0 \text{ mm}$ avec la constante diélectrique $\epsilon_r = 4,4$. Il est constitué d'un MMR chargé par stub située dans la position centrale de la conception du filtre ULB, avec deux lignes couplées similaires situées dans les sections gauche et droite. Dans le centre, trois stubs ouverts sont introduits pour allouer les trois paires de résonateurs multimodes circulaires plus étroitement les uns avec les autres.

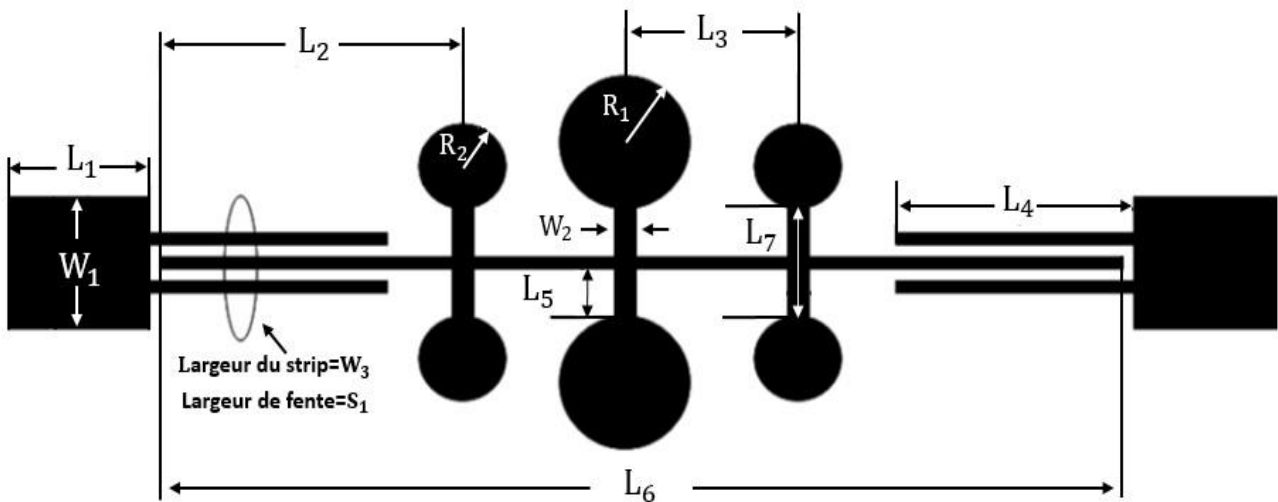


Figure III. 1: Géométrie de la structure initiale.

La disposition du filtre est présentée dans la Figure III.1 et les dimensions sont données dans le Tableau III.1 ci-dessous.

Paramètre	Dimensions (mm)
L_1	2
L_2	6.15
L_3	1.85
L_4	6
L_5	0.63
L_6	16
L_7	1.26
W_1	1.9
W_2	0.1
R_1	0.75
R_2	0.6
W_3 (largeur de bande)	0.2
S_1 (largeur de fente)	0.1

Tableau III. 1 : Les dimensions de filtre proposé.

III. 3 Simulation du filtre

Nous allons représenter pour ce filtre le coefficient de réflexion (S_{11}) qui va nous permettre de visualiser le niveau d'adaptation et la bande passante désirée, le coefficient de transmission (S_{21}) Z en décibel (dB), le TOS (Taux d'onde stationnaire) et l'impédance d'entrée.

Les résultats de simulation obtenus avec HFSS par la méthode des éléments finis (FEM) et avec CST par la méthode des intégrales finis sont représentés dans les Figure III.2, Figure III.3, Figure III.4 et Figure III.5, respectivement.

On peut observer que la bande passante de ce filtre s'étend de 3.3744 GHz à 11.8969 GHz, avec un niveau de transmission proche de 0 dB. Le TOS reste en dessous de 2 dans toute la bande passante, ce qui exprime une bonne adaptation.

❖ Coefficient de réflexion et coefficient de transmission

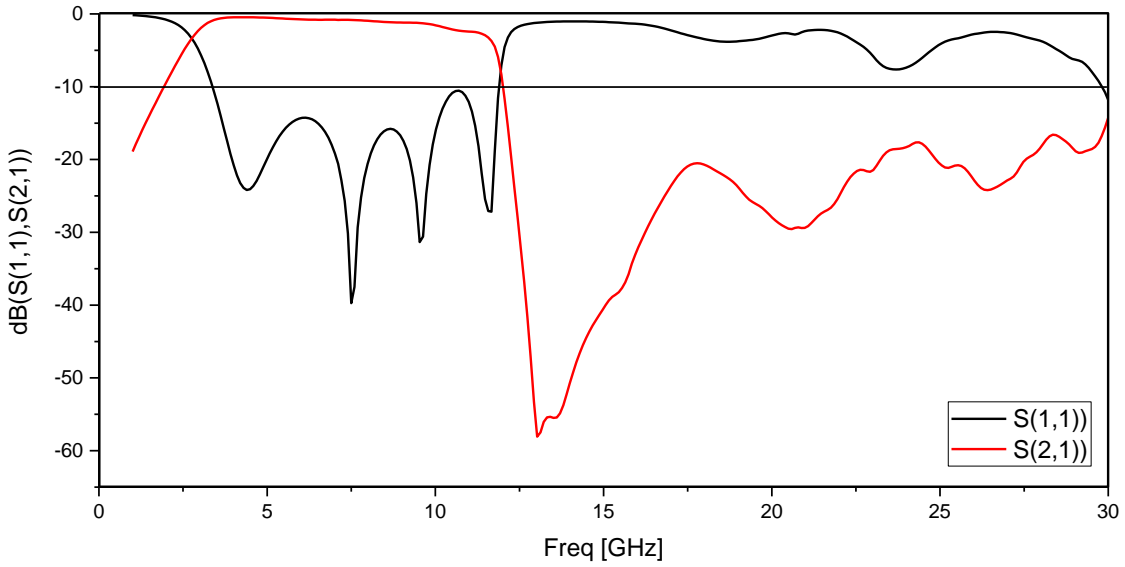


Figure III. 2 : Coefficient de réflexion et coefficient de transmission simulé sous HFSS.

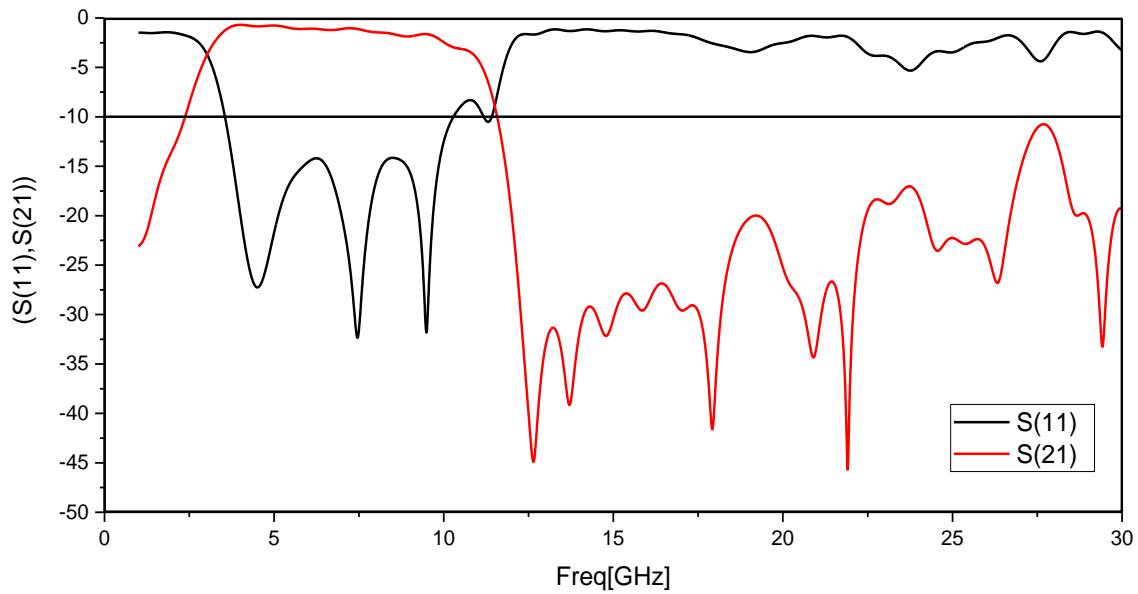


Figure III. 3 : Coefficient de réflexion et coefficient de transmission simulé sous CST.

❖ TOS (Taux d'onde stationnaire)

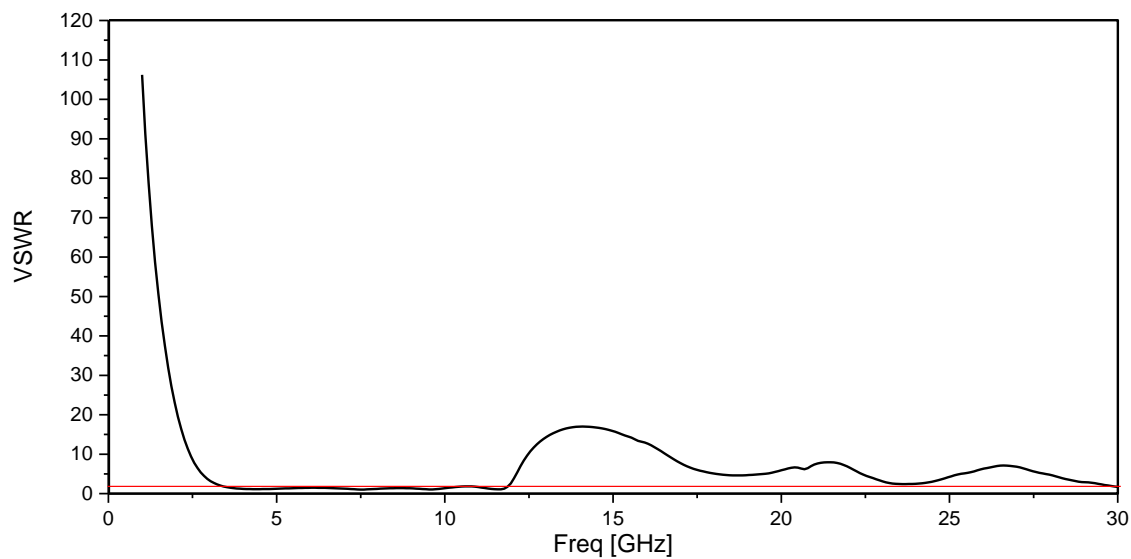


Figure III. 4 : TOS.

❖ Impédance Z

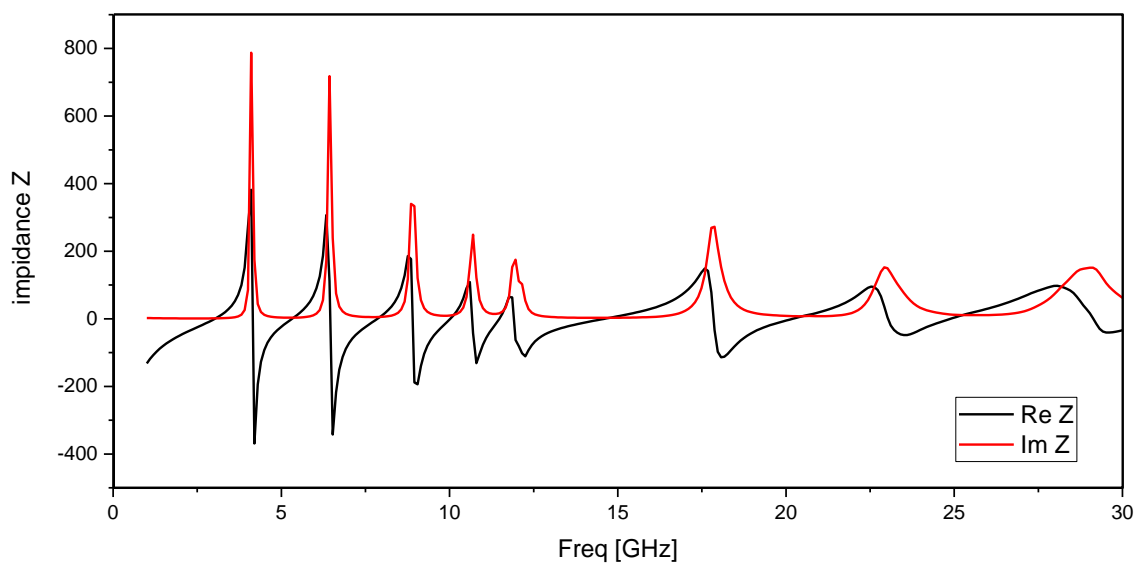


Figure III. 5 : Impédance Z.

III. 4 Etudes paramétriques

Pour étudier la performance de ce filtre et localiser les éléments qui sont responsable du processus de filtrage nous avons effectué une étude paramétrique, où quelques géométries de la structure de ce filtre ont été changées afin de déduire leur influence sur le filtrage.

Dans ce processus, à chaque fois nous changeons un seul paramètre et nous gardons les autres paramètres fixes. Cela nous a permis de voir les changements qui apparaissent sur la performance de filtre par le paramètre étudié. Ces changements concernent les caractéristiques du filtre tel que la bande passante, le niveau d'adaptation, la fréquence de résonance.

III. 4.1 Effet du paramètre W_2

Le paramètre W_2 qui représente la largeur des trois stubs ouverts qui allouent les trois paires de résonateurs multi-modes circulaires a été changé pour des valeurs différentes de la valeur présentée dans l'article pour voir l'influence de ce paramètre sur le travail du filtre. Les différentes valeurs sont représentées dans le Tableau III.2 ci-dessus.

Paramètre	$W_2 1$	$W_2 2$	$W_2 3$	$W_2 4$	$W_2 5$
Dimension de largeur de stub (mm)	0.10	0.25	0.30	0.35	0.40

Tableau III. 2 : Les différentes valeurs de paramètre W_2 .

La Figure III.6 montre les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence pour différentes dimensions du paramètre W_2 simulé sous HFSS.

D'après la Figure III.6, on remarque que la bande passante, la fréquence de résonance et le niveau d'adaptation presque reste la même pour toutes les valeurs de w_2 , donc on peut dire que ce paramètre n'influe pas sur le fonctionnement du filtre, ou la bande rejetée n'est pas sensible à ce paramètre.

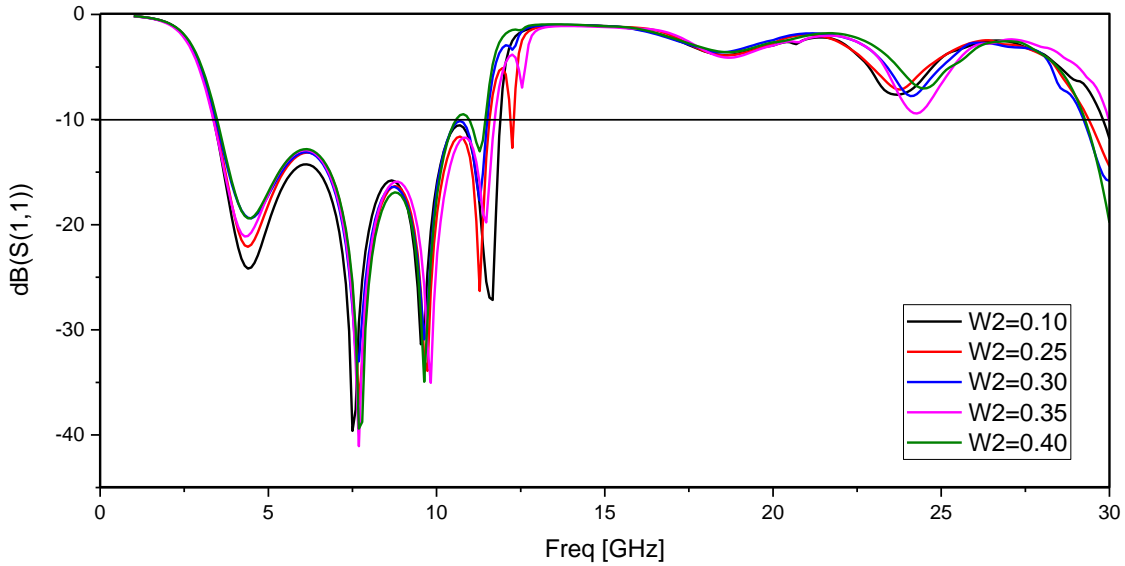


Figure III. 6 : Variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence pour différentes dimensions du paramètre W_2 .

III. 4.2 Effet de paramètres L_6

L'effet du paramètre L_6 sera aussi étudié pour constater son influence sur le filtre. Les différentes valeurs sont représentées dans le Tableau III.3 ci-dessus.

Paramètre	L_61	L_62	L_63	L_64	L_65
longueur de stub (mm)	14	15	16	17	18

Tableau III. 3 : Les différentes valeurs du paramètre L_6

La Figure III.7 montre les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence pour des différentes longueurs du paramètre L_6 simulé sous HFSS.

D'après la Figure III.7, on remarque que pour les valeurs inférieures à la valeur de base un changement dans la bande passante, où elle devient étroite, mais pas largement. Par contre pour les valeurs supérieures on remarque que le filtre devient une ligne qui laisse passer toutes les fréquences sans exceptions. Ceci est dû au contact qui s'est produit entre les deux lignes couplées et le stub de paramètre L_6 .

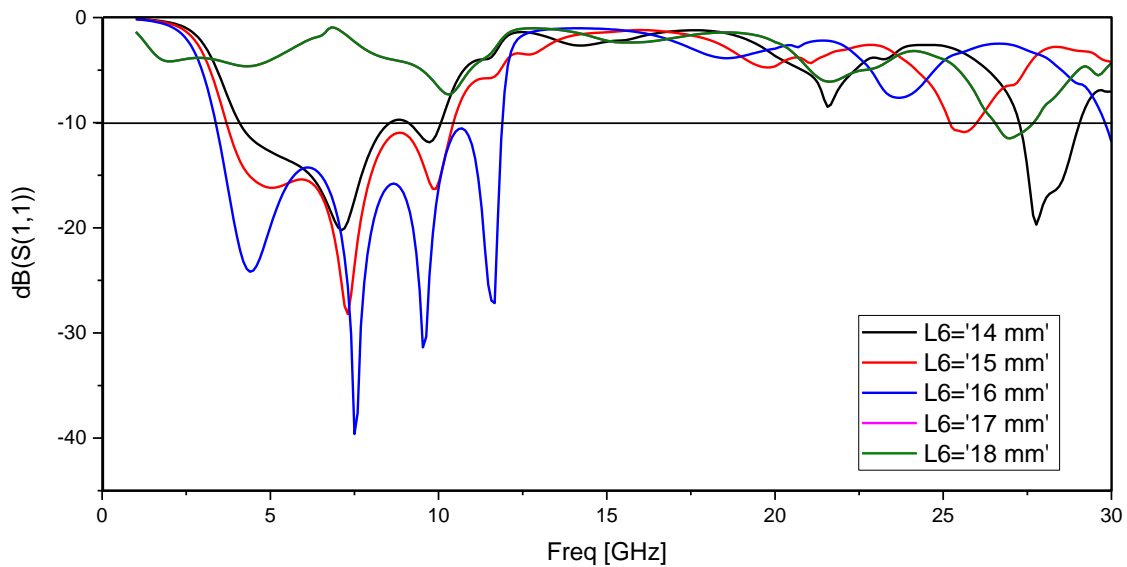


Figure III. 7 : Variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence pour différentes dimensions du paramètre L6.

III. 4.3 Effet des paramètres R_1 et R_2

Afin de constater l'influence des paramètres R_1 et R_2 sur les performances du filtre, un changement dans son dimensions a été effectué.

III. 4.3.1 L'effet du paramètre R_1

Premièrement, on a commencé par le paramètre R_1 de la paire de résonateurs multi-modes circulaire située dans le centre, où on a changé son valeur qui est proposé dans l'étude de base par des valeurs différentes enregistrées dans le Tableau III.4 ci-dessous.

Paramètre	R_{11}	R_{12}	R_{13}	R_{14}	R_{15}
Dimension du Rayon (mm)	0.7	0.75	0.8	0.85	0.9

Tableau III. 4 : Les dimensions du paramètre R_1 .

La Figure III.8 montre les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence pour différentes dimensions du rayon R_1 simulé sous HFSS.

D'après la Figure III.8, nous constatons que la bande passante est grandement réduite pour des rayons inférieurs au rayon optimal où la bande passante devient très étroite et ne correspond pas à la bande ultra large (ULB).

Pour les rayons supérieurs, la bande est aussi réduite mais dans des proportions moindre, où on note un décalage dans la bande d'arrêt supérieure vers la gauche et ce décalage augmente plus à chaque fois que nous nous éloignons du rayon optimal où plus la valeur est grande plus la bande passante est étroite.

Le niveau d'adaptation est également affecté par ce paramètre, où on constate qu'il est dégradé à chaque fois la valeur de rayon R_1 est élevée. Donc le paramètre R_1 qui signifie le rayon du MMR circulaire a une grande influence sur le filtre.

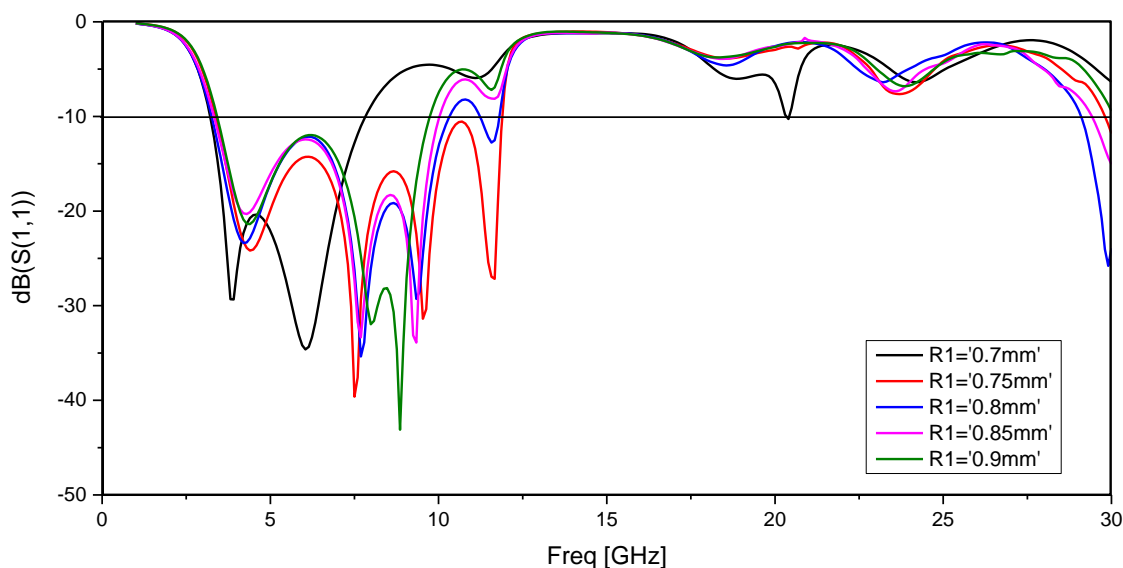


Figure III. 8 : Variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence pour différentes dimensions du rayon R_1 .

Le Tableau III.5 ci-dessus montre les valeurs des bandes d'arrêts supérieures et inférieures, la bande passante, les pertes de retour et la fréquence de résonance pour chaque valeur de R_1 .

Paramètre	bandes d'arrêts supérieurs (GHz)	bandes d'arrêts inferieur (GHz)	la bande passante (GHz)	la perte de retour (dB)	la fréquence de résonance (GHz)
$R_1 = 0.7$	7.8278	3.2100	4.6172	-34.6273	6.0435
$R_1 = 0.75$	11.8969	3.3744	8.5225	-39.6118	7.4983
$R_1 = 0.8$	10.3244	3.2540	7.007	-35.3757	7.6923
$R_1 = 0.85$	10.0276	3.3224	6.7052	-33.8981	9.3411
$R_1 = 0.90$	9.4701	3.4170	6.3231	-43.1038	8.8562

Tableau III. 5 : Comparaison des principaux paramètres simulés sous HFSS.

III. 4.3.2 L'effet de paramètre R_2

Deuxièmement, on a changé la valeur du paramètre R_2 des deux paires de résonateurs multi-modes circulaire par des valeurs différentes enregistrées dans le Tableau III.6 ci-dessous.

Paramètre	R_21	R_22	R_23	R_24	R_25
Dimension du rayon (mm)	0.5	0.55	0.60	0.65	0.7

Tableau III. 6 : Les dimensions du paramètre R_2 .

La Figure III.9 montre les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence pour différentes dimensions du rayon R_2 .

D'après les résultats de la Figure III.9, on peut dire que le paramètre R_2 a la même influence sur le filtre que le paramètre R_1 .

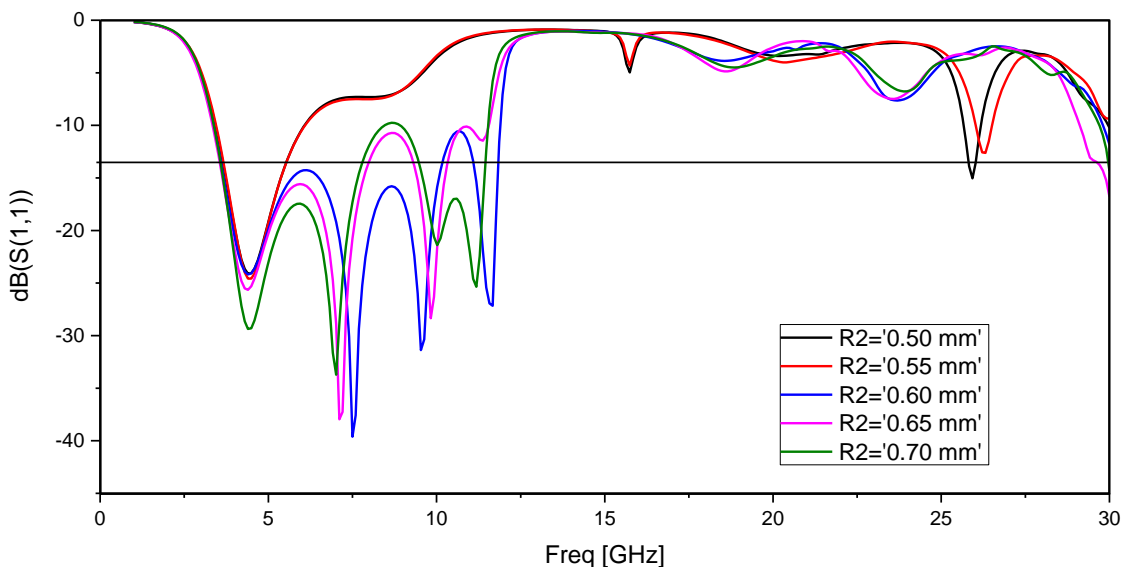


Figure III. 9 : Variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence pour différentes dimensions du rayon R_2 .

Le Tableau III.7 ci-dessus montre les valeurs des bandes d'arrêts supérieure et inférieure, la bande passante, la perte de retour et la fréquence de résonance de chaque essai.

Paramètre	bandes d'arrêts supérieurs (GHz)	bandes d'arrêts inférieurs (GHz)	la bande passante (GHz)	la perte de retour (dB)	la fréquence de résonance (GHz)
$R_21 = 0.5$	6.0753	3.4270	2.6483	-24.1005	4.3946
$R_22 = 0.55$	6.0919	3.4456	2.6463	-24.5708	4.3946
$R_23 = 0.6$	11.8969	3.3744	8.5225	-39.6118	7.4983
$R_24 = 0.65$	11.5528	3.3411	8.2117	-37.9619	7.1104
$R_25 = 0.7$	11.5336	3.3769	8.1567	-33.7160	7.0134

Tableau III. 7 : Comparaison des principaux paramètres simulés sous HFSS.

III. 4.4 Effet de la présence et l'absence des résonateurs multi-modes circulaire

Dans l'étude précédente on a remarqué que les MMR ont le plus influé le fonctionnement du filtre, donc pour mieux comprendre cette influence des résonateurs multi-modes circulaire et localiser les paires qui ont le plus le grand impact sur le processus de filtration, nous avons

effectué plusieurs opérations de suppressions de ces résonateurs, où nous avons commencé par la paire qui a le rayon R_1 puis les deux paires qui ont les rayons R_2 respectivement.

III. 4.4.1 Effet de suppressions de MMR de rayon R_1

La Figure III.10 montre les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence en cas d'absence de la paire de MMR de rayon R_1 .

Selon les résultats obtenus dans la Figure III.10 et avec l'absence de MMR circulaire de rayon R_1 , on remarque un grand changement dans la bande d'arrêt supérieure, où elle est décalé vers la gauche et est rétrécie jusqu'à 7.7263GHz ce qui le rétrécissement de la bande passante.

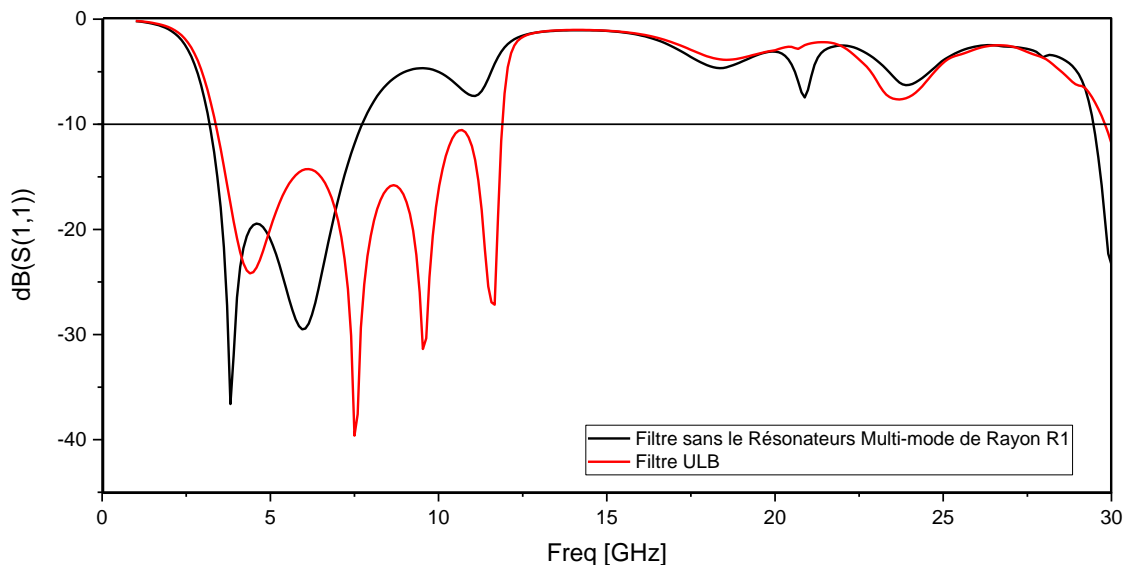


Figure III. 10 : variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence en cas d'absence de la paire de MMR de rayon R_1 .

III. 4.4.2 Effet de suppressions du MMR de rayon R_2

La Figure III.11 montre les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence en cas d'absence de la paire de MMR de rayon R_2 .

Selon les résultats obtenus dans la Figure III.11 on remarque que l'absence de MMR de rayon R_2 influe aussi sur, comme dans le cas du MMR de rayon R_1 . La différence entre les deux cas réside dans l'ampleur de l'effet, où l'absence de MMR de rayon R_2 induit un décalage de la

bande d'arrêt supérieure vers la gauche plus que le MMR de rayon R_1 , où elle est rétrécit jusqu'à 5.9943 GHz laissant la BP plus étroite.

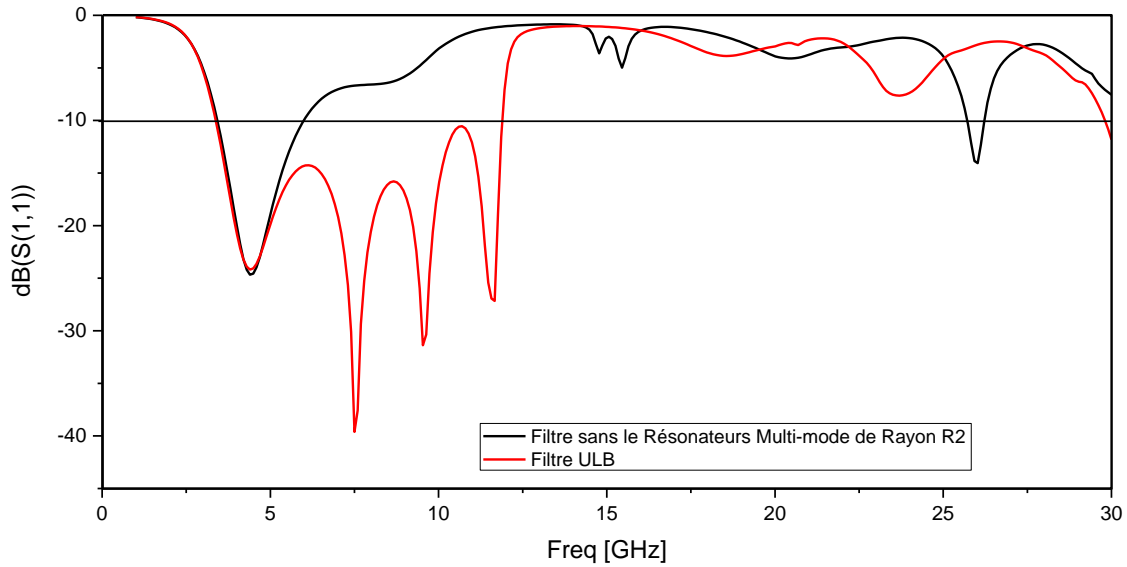


Figure III. 11 : Variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence en cas d'absence de la paire de MMR de rayon R_2 .

Le Tableau III.8 ci-dessus montre les valeurs des bandes d'arrêts supérieurs et inférieurs, la bande passante, les pertes de retour et la fréquence de résonance de chaque cas d'absence de MMR.

Paramètre	bandes d'arrêts supérieurs (GHz)	bandes d'arrêts inférieure (GHz)	la bande passante (GHz)	la perte de retour (dB)	la fréquence de résonance (GHz)
Présence MMR de rayon R_1 et de rayon R_2	11.8969	3.3744	8.5225	-39.6118	7.4983
L'absence de MMR de rayon R_1	7.7263	3.1934	4.5329	-36.6119	3.8127
L'absence de MMR de rayon R_2	5.9943	3.4247	2.5696	-24.6703	4.3946

Tableau III. 8 : Comparaison des principaux paramètres simulés sous HFSS.

III. 5 Distribution du courant dans le filtre

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

La simulation de distribution de courant a été faite aux fréquences de (a) 4.36 GHz, (b) 7.49 GHz et (c) 9.53GHz. La Figure III.12 ci-dessus montre le résultat de cette simulation.

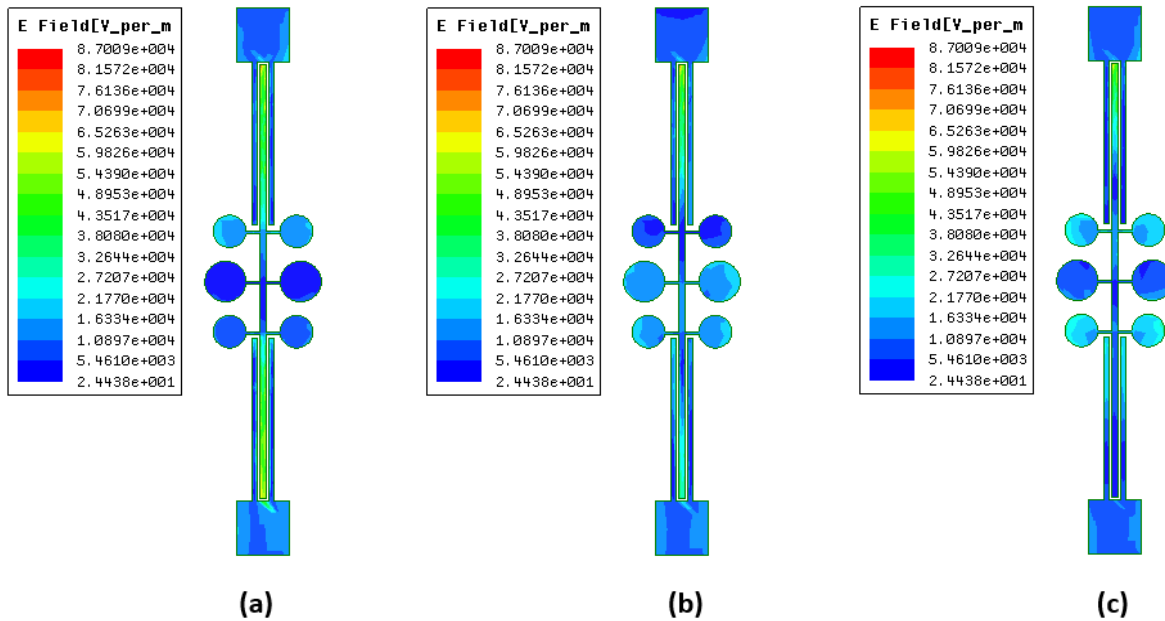


Figure III. 12 : Distribution de courant.

A partir de la Figure III.12 on a noté que le courant est concentré dans le stub de paramètres ($L_6 \times w_3$) situé dans le centre par contre presque aucune énergie ne traverse le reste de la structure. Ce qui implique que c'est ces parties qui sont responsables du filtrage et concorde avec les résultats de l'étude paramétrique.

III. 6 L'effet de changements de la forme des MMR circulaires

Après avoir démontré que les MMR circulaires ont plus impact sur le filtre. On va maintenant étudier l'influence de la forme de celles-ci pour améliorer les performances du filtre.

III. 6.1 L'effet d'ajout des trous dans les MMR circulaires

Dans cette partie on a ajouté des trous dans les MMR circulaires, afin de voir son influence sur le filtre. On a noté " Rv_1 " le rayon du trou que nous avons ajouté aux deux paires d'MMR de

rayon R_2 et " Rv_2 " le rayon de trou ajouté à la paire de rayon R_1 . Les valeurs que nous avons choisis pour Rv_1 et Rv_2 sont résumés dans le Tableau III.9 ci-dessous.

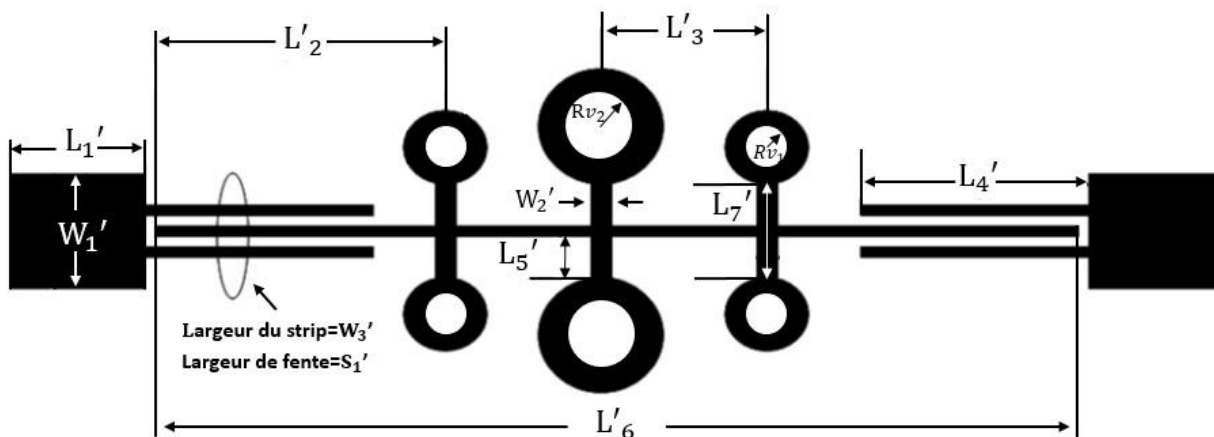


Figure III. 13 : La forme d'ajout des trous dans le filtre de base.

Le Tableau III.9 ci-dessous montre les valeurs des bandes d'arrêts supérieurs et inférieurs, la bande passante, les pertes de retour et la fréquence de résonance de chaque cas de changement de Rv_1 et Rv_2 .

Paramètre	bandes d'arrêts supérieurs (GHz)	bandes d'arrêts inferieur (GHz)	la bande passante (GHz)	la perte de retour (dB)	la fréquence de résonance (GHz)
$Rv_1 = 0.1$ et $Rv_2 = 0.2$	11.8964	3.3889	8.5075	-37.1747	7.4983
$Rv_1 = 0.2$ et $Rv_2 = 0.4$	11.8681	3.3953	8.4728	-41.0467	7.4013
$Rv_1 = 0.3$ et $Rv_2 = 0.6$	11.5886	3.4005	8.1881	-40.9464	7.4983
Filtre de base	11.8969	3.3744	8.5225	-39.6118	7.4983

Tableau III. 9 : Comparaison des résultats de simulation de structure initiale et de la structure optimisée.

D'après les résultats du Tableau III.9 on peut observer que la bande passante reste fixe pour tous les valeurs de Rv_1 et Rv_2 par contre en note une amélioration dans le niveau d'adaptation où

elle mieux pour les valeurs de $Rv_1 = 0.2$ $Rv_2 = 0.4$. Donc on peut dire que les trous de rayon $Rv_1 = 0.2$ $Rv_2 = 0.4$ améliorent les performances du filtre en terme de niveau d'adaptation.

La Figure III.14 montre les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence de chaque cas de changement de Rv_1 et Rv_2 simulé sous HFSS.

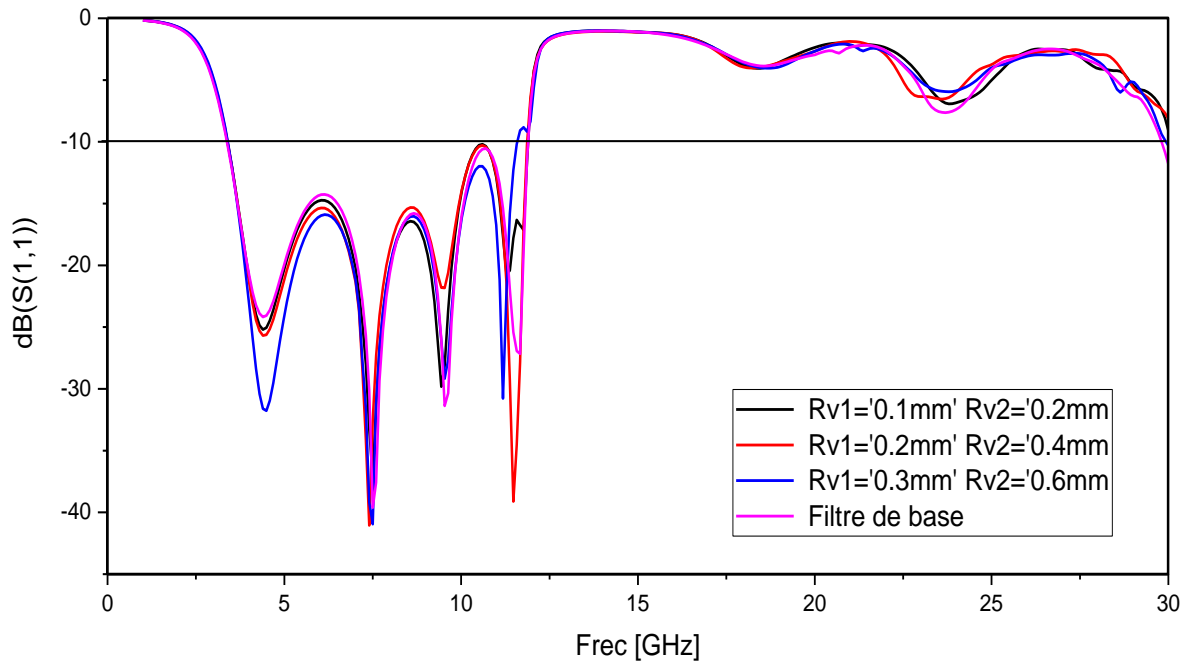


Figure III. 14 : Les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence de chaque cas de changement de Rv_1 et Rv_2 simulé sous HFSS.

III. 7 Minimisation du filtre

Dans cette partie, notre but est de minimiser la taille de filtre. Pour ce faire, nous avons multiplié tous les paramètres de filtre par un coefficient de 0.9 (*0.9) et on a effectué une étude paramétrique afin d'effectuer une miniaturisation sur la structure du filtre tout en gardant la même bande ULB. La disposition du filtre miniaturisé est présentée dans la Figure III.15.

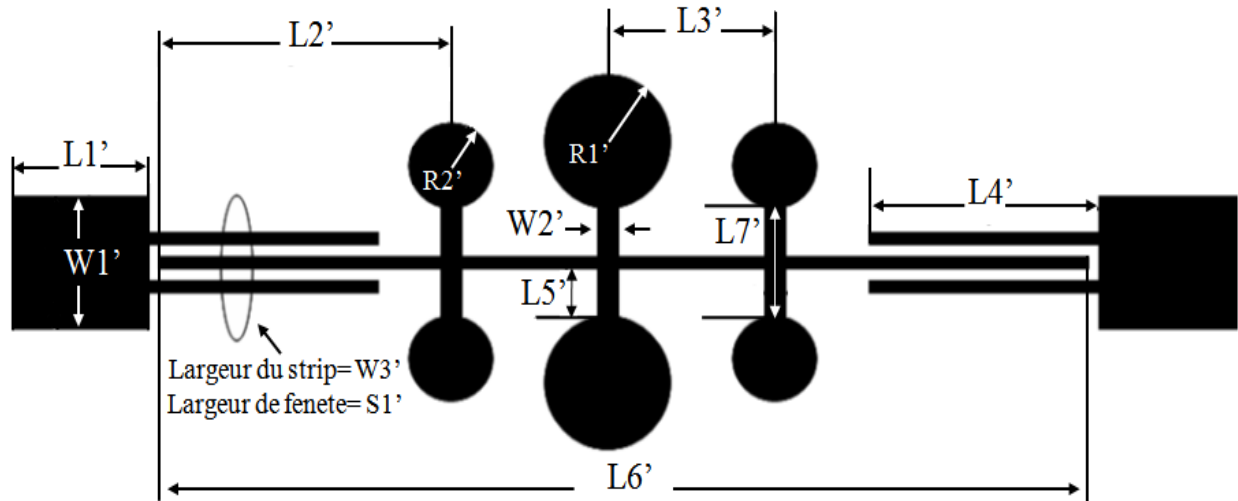


Figure III. 15 : Géométrie de filtre minimisé.

Les dimensions géométriques du filtre miniaturisé sont données dans le Tableau III.10 ci-dessous.

Paramètre	Dimensions (mm)
L'_1	1.8
L'_2	5.535
L'_3	1.665
L'_4	5.4
L'_5	0.567
L'_6	14.4
L'_7	1.134
W'_1	1.71
W'_2	0.09
R'_1	0.675
R'_2	0.54
W'_3 (largeur de bande)	0.18
S'_1 (largeur de fente)	0.09

Tableau III. 10 : Les valeurs géométriques du filtre miniaturisé.

La Figure III.16 montre les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) et le coefficient de transmission (S_{21}) en fonction de la fréquence du filtre avec les dimensions miniatures et le filtre de base simulé sous HFSS.

D'après la Figure III.16 en remarque que les paramètres S_{11} et S_{21} du filtre miniature sont décalés vers la droite par rapport au filtre de base. En remarque aussi que la bande passante est plus large que ce dernier. Où elle est étendue de 4.47 GHz jusqu'à 17.52 GHz. En cette raison, ce filtre miniature ne correspond pas à la bande ULB.

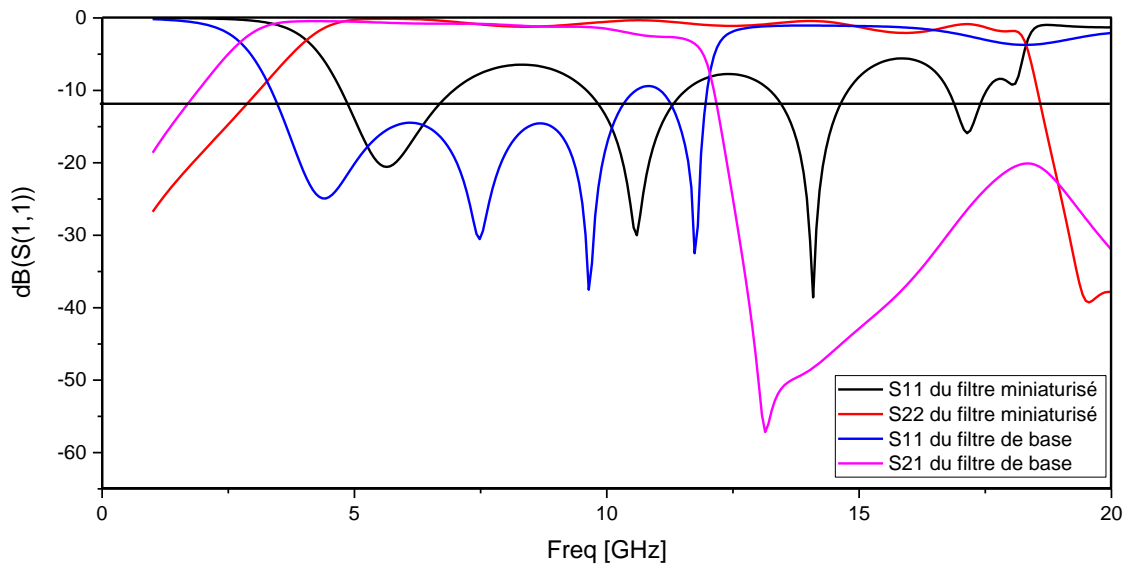


Figure III. 16 : Variations du coefficient de réflexion (S_{11}) et (S_{21}) en fonction de la fréquence de filtre avec les dimensions du filtre miniature.

III. 7. 1 Etude paramétrique sur le filtre miniature

Comme nous avons vu à travers les résultats de simulation du filtre miniature, pour que ce dernier fonctionne dans les systèmes ULB, nous devons rendre la bande passante plus étroite et décaler à la fois, la bande d'arrêt supérieur et la bande d'arrêt inférieur vers la gauche pour qu'ils soient dans la gamme ULB. Pour ce faire, on a effectué quelques changements dans les dimensions de quelques paramètres tels que W_3' , R_1' et R_2' .

III. 7. 1. 1 L'effet de variation de W_3'

Afin de rendre la bande de fréquence du filtre miniature plus étroite et correspondant à la bande passante, on a effectué une variation dans le paramètre W_3' . Les différentes valeurs de W_3' sont illustrées dans le Tableau III.11 ci-dessous.

Paramètre	$W_3'1$	$W_3'2$	$W_3'3$	$W_3'4$
Dimension du W_3' (mm)	0.18	0.20	0.22	0.24

Tableau III. 11 : Les différentes valeurs de W_3' .

La Figure III.17 montre les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence de différents valeurs de W_3' .

D'après La Figure III.17, on peut noter que la valeur de $W_3' = 0.22$ nous donne le meilleur résultat parmi les autres valeurs en ce qui concerne les deux bandes d'arrêts inférieure et supérieure, où les deux sont décalées vers la gauche, ce qui améliore légèrement le résultat.

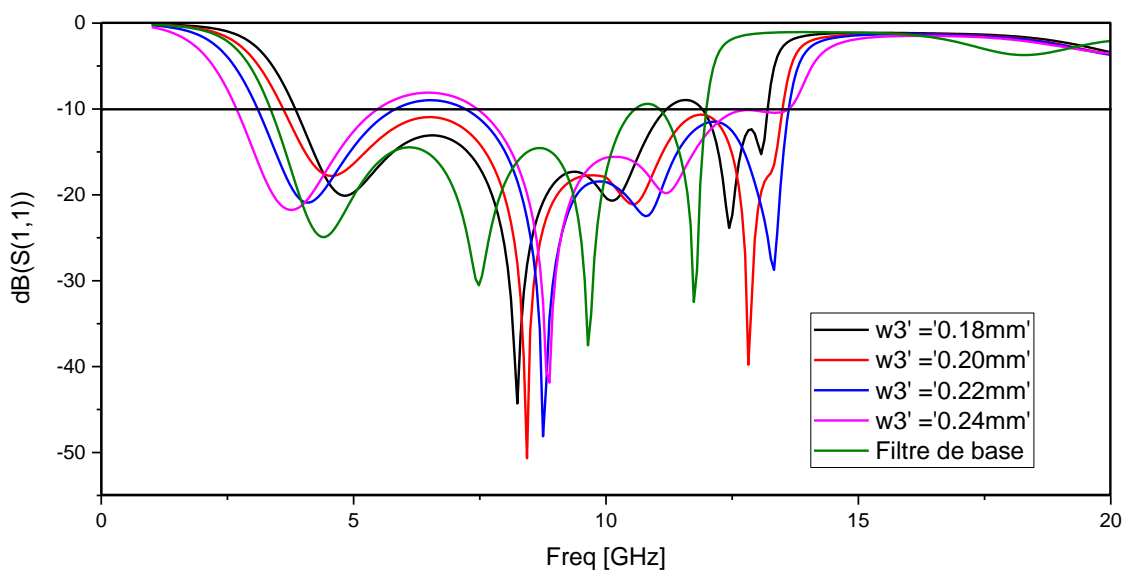


Figure III. 17 : Les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de W_3' .

III. 7. 1. 2 L'effet de variation de R'_1

Dans cette partie on a changé la valeur de W_3 avec la valeur que nous avons trouvé précédemment, et on a effectué une variation dans le paramètre R'_1 . Les différentes valeurs de R'_1 sont montrés dans le Tableau III.12 ci-dessous.

Paramètre	R'_1 1	R'_1 2	R'_1 3	R'_1 4
Dimension du R'_1 (mm)	0.675	0.7	0.725	0.75

Tableau III. 12 : Les différentes valeurs de R'_1 .

La Figure III.18 montre les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence de différents valeurs de R'_1 simulé sous HFSS.

A partir de la Figure III.18, on tire la valeur de $R'_1 = 0.75$ qui donne le meilleur résultat, avec une bande passante plus étroite et une amélioration dans les deux bandes d'arrêts.

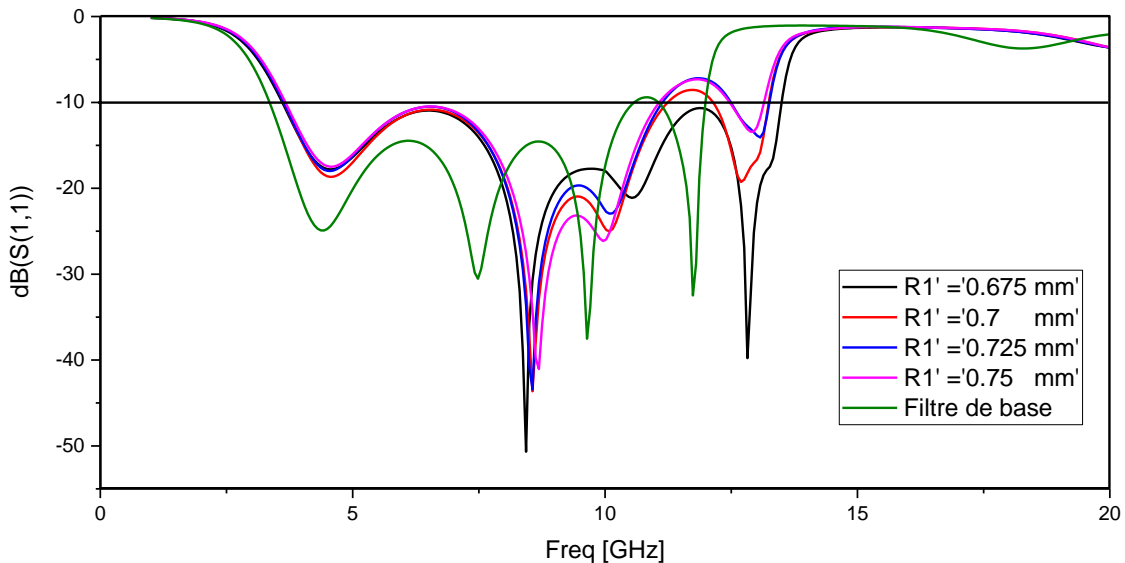


Figure III. 18 : Les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence de différentes valeurs de R'_1 .

III. 7. 1. 3 L'effet de variation de R'_2

Ici, on a fixé les valeurs des paramètres W'_3 et R'_1 aux valeurs optimales que nous avons trouvé précédemment ($W'_3 = 0.22$ et $R'_1 = 0.75$) et on a changé la valeur du rayon R'_2 pour différentes qui sont résumées dans le Tableau III.13 ci-dessous.

Paramètre	R'_2 1	R'_2 2	R'_2 3	R'_2 4
Dimension du R'_2 (mm)	0.54	0.56	0.58	0.6

Tableau III. 13 : Les différentes valeurs de R'_2 .

La Figure III.19 montre les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de R'_2 .

D'après la Figure III.19 on remarque un bon résultat en ce qui concerne la bande passante et les bandes d'arrêt inférieure et supérieure, où on voit que la bande d'arrêt inférieure est presque identique avec la bande d'arrêt du filtre de base et la bande d'arrêt supérieure est un peu moins que le filtre de base mais pas largement. On note que la meilleure valeur de R'_2 qui donne le résultat le plus proche de filtre de base est la valeur $R'_2 = 0.6\text{mm}$.

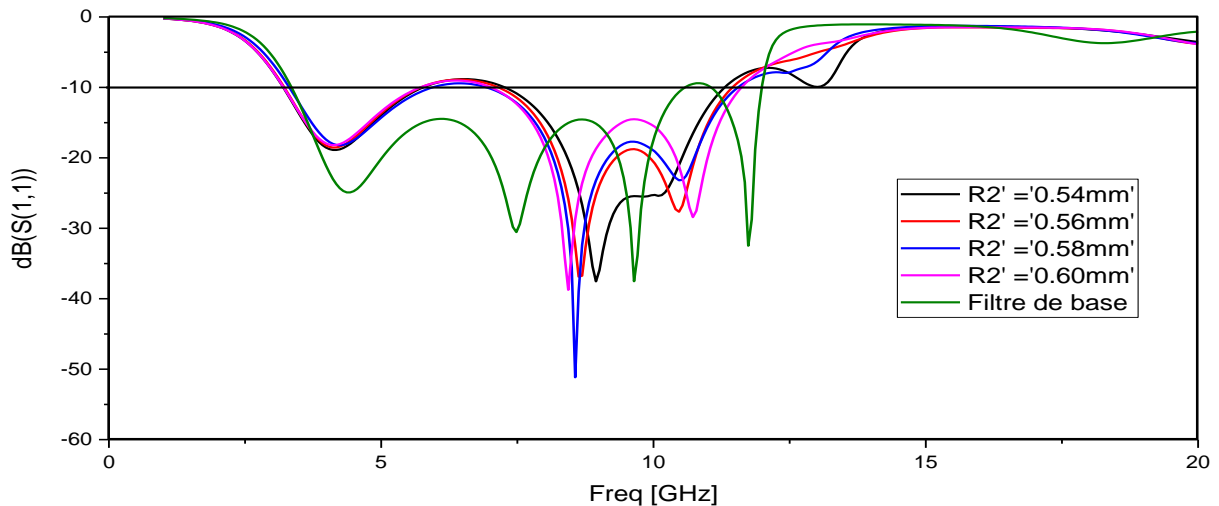


Figure III. 19 : Les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence de différents valeurs de R'_2 .

III. 7. 1. 4 Le filtre miniature final

La Figure III.20 montre les paramètres de coefficient de réflexion (S_{11}) et le coefficient de transmission (S_{21}) de la structure optimisée. Tous les paramètres de cette structure produisent la bande passant souhaités pour les applications ULB. Nous avons miniaturisé la structure avec des changements de toutes les dimensions sauf pour les rayons R'_1 et R'_2 qui ont gardé leurs anciennes valeurs et W_3 qui est augmenté de son ancienne valeur de 0.22 mm. Toutes les valeurs des paramètres optimaux sont résumés dans le Tableau III.14 ci-dessus.

Paramètre	Dimensions (mm)
L'_1	1.8
L'_2	5.535
L'_3	1.665
L'_4	5.4
L'_5	0.567
L'_6	14.4
L'_7	1.134
W'_1	1.71
W'_2	0.09
R'_1	0.75
R'_2	0.6
W'_3 (largeur de bande)	0.22
S'_1 (largeur de fente)	0.09

Tableau III. 14 : les valeurs des paramètres optimaux du filtre miniaturisé.

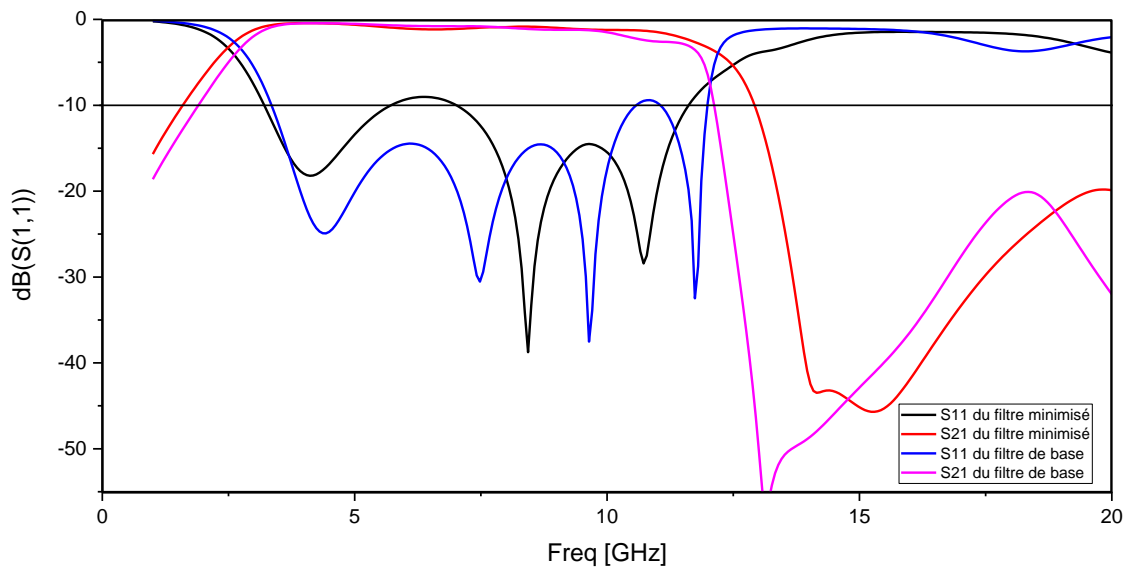


Figure III. 20 : Variations du coefficient de réflexion (S_{11}) et (S_{21}) en fonction de la fréquence de la structure optimisée.

La Figure. III.21 montre la différence entre le filtre de base et le filtre miniaturisé.

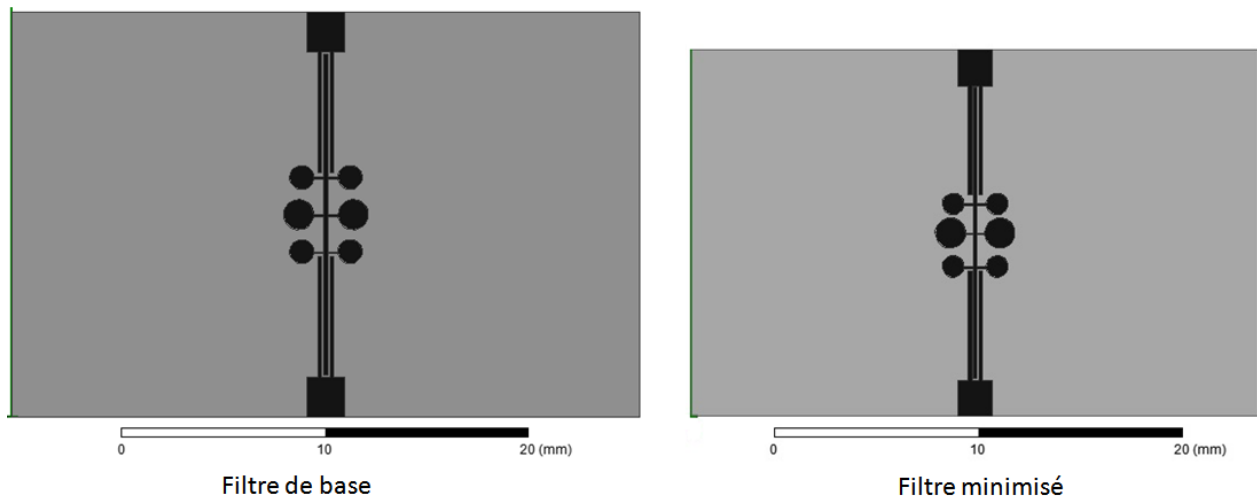


Figure III. 21 : La différence entre la géométrie de filtre de base et filtre miniaturisé.

III. 8 La réalisation du filtre avec une antenne monopole large bande

Après avoir identifié les éléments qui ont le plus d'impact sur le filtre, une combinaison entre le filtre et une antenne monopole large bande a été effectuée afin de voir l'effet du filtre sur le rayonnement de ce dernier. Pour cela, on a d'abord fait la conception et la simulation de l'antenne monopole large bande tout seul puis on a procédé à la combinaison filtre-antenne afin de faire la comparaison.

III. 8. 1 Conception et résultats de l'antenne à large bande (LB)

La structure de l'antenne a été construite sur un substrat FR4_époxy de longueur $L_s = 44.2$ mm, de largeur $w_s = 31.2$ et de hauteur $h = 1,0$ mm avec la constante diélectrique $\epsilon_r = 4,4$. Elle se compose d'un patch rectangulaire qui est l'élément rayonnant alimenté par une ligne de transmission microruban de 50Ω .

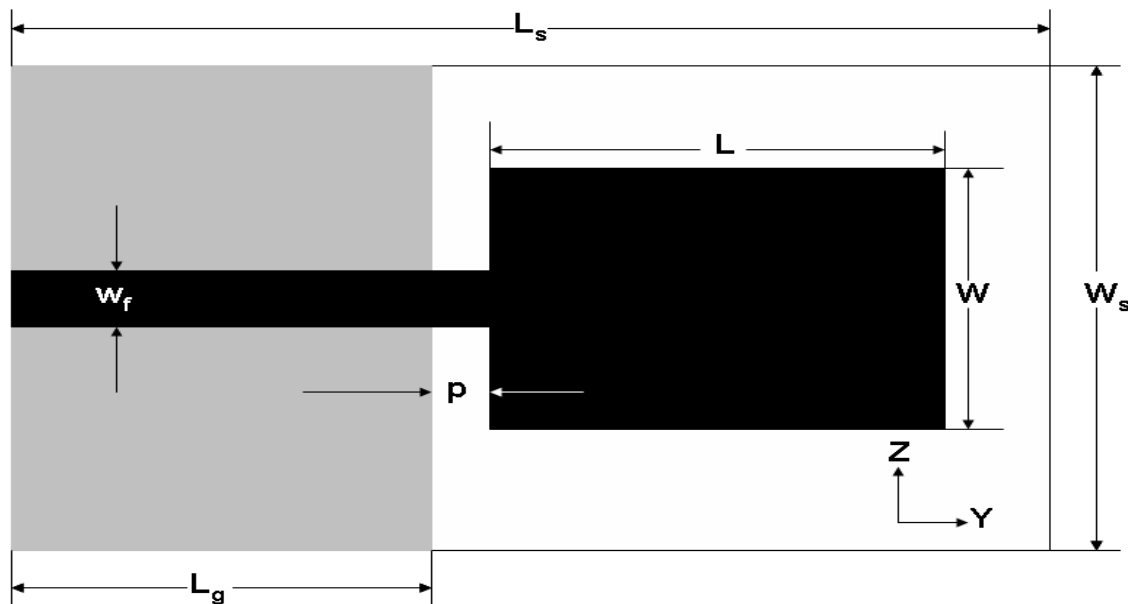


Figure III. 22 : La disposition de l'antenne.

La disposition de l'antenne est présentée dans la Figure III.22 et les paramètres géométriques sont regroupés dans le Tableau III.15.

Paramètres	L_s	W_s	L_g	L	W	W_f	P
Valeurs (mm)	44.2	31.2	18.2	17	11	1.9	2

Tableau III. 15 : Les paramètres géométriques de l'antenne.

La Figure III.23 montre respectivement les variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence de l'antenne simulé sous HFSS.

A partir de la Figure III.23 en remarque que la bande passante de l'antenne est de 2.56 GHz jusqu'à 10.58 GHz.

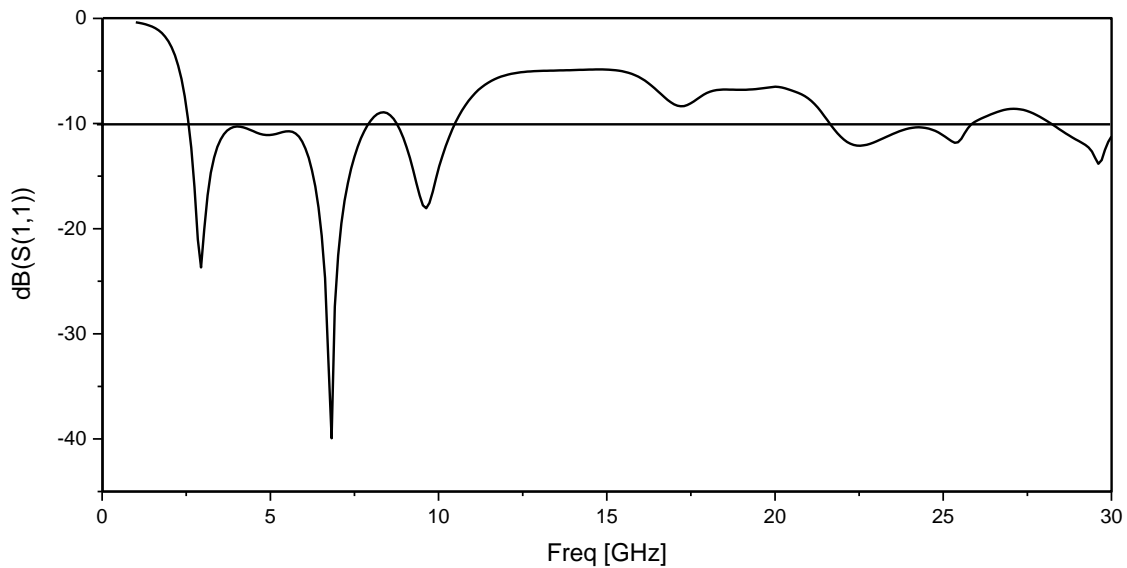


Figure III. 23 : Variations du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence de l'antenne.

III. 8. 2 Conception et résultats de la combinaison filtre-antenne à large bande (LB)

Maintenant, nous allons faire une combinaison filtre-antenne. Cela a été fait par le remplacement de la ligne de transmission microruban de l'antenne avec le filtre.

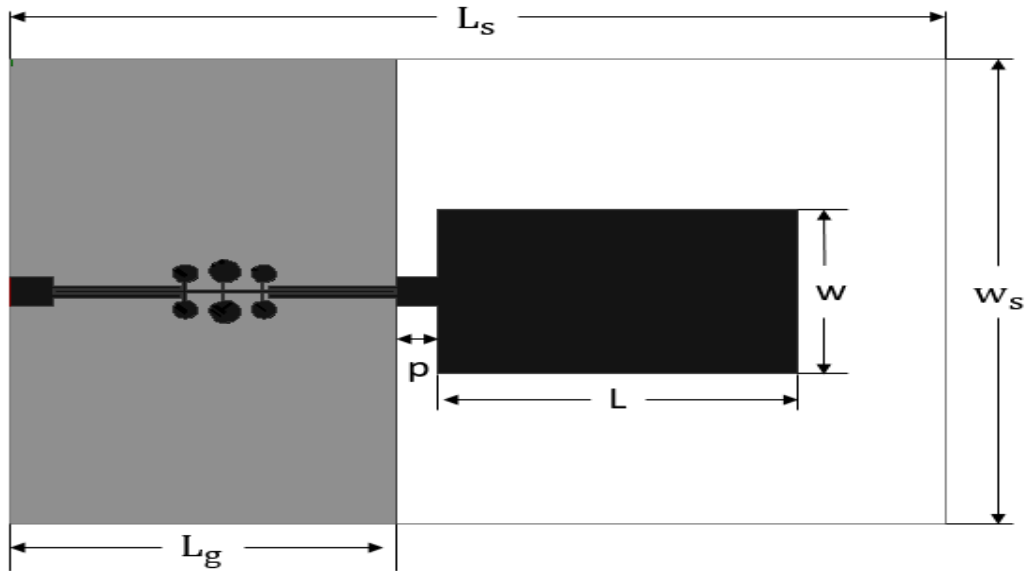


Figure III. 24 : La configuration de l'antenne LB- filtre ULB.

La Figure III.25 montre la variation du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence de l'antenne tout seul et la combinaison filtre-antenne simulé sous HFSS.

Selon la Figure III.25 et pour le filtre-antenne on remarque que les bandes d'arrêts supérieures et inférieure sont décalé vers la droite, où ils étaient tous les deux respectivement dans 2.56 GHz et 7.92 GHz et ils sont décalés vers 3.77 GHz et 11.18 GHz respectivement. Ici on a noté une amélioration par rapport à l'antenne LB permettant à lui d'être adaptée aux systèmes ULB.

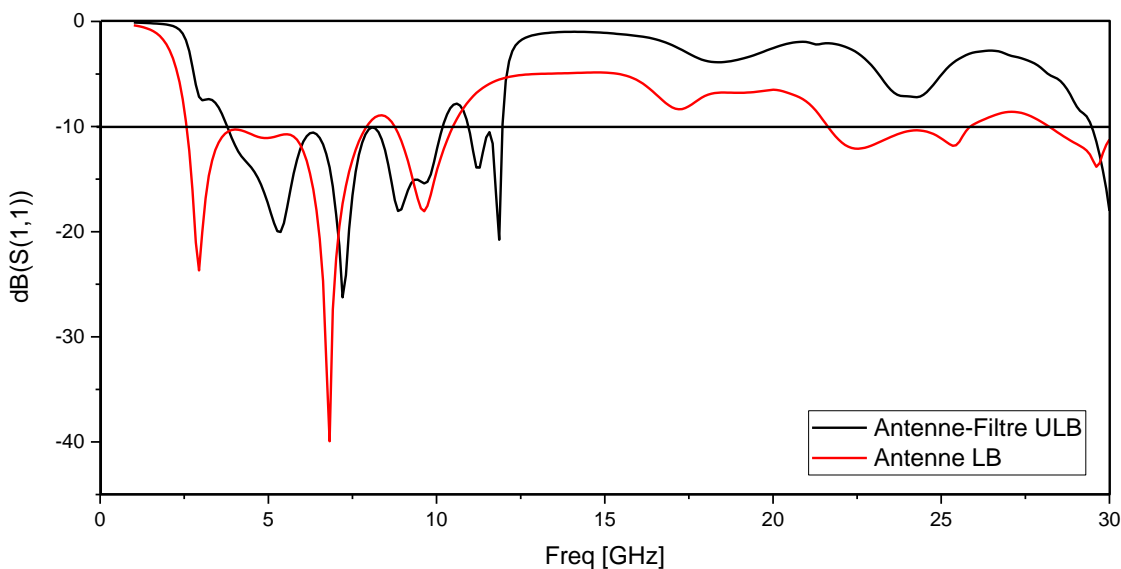


Figure III. 25 : Variation du coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence de l'antenne tous seul et la combinaison filtre-antenne.

III. 9 Le diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement nous donne une idée sur la direction dans laquelle l'antenne dirige son rayonnement dans l'espace. On a calculé ce diagramme pour les fréquences (a) 5.36 GHz, (b) 7.82 GHz et (c) 8.25 GHz. La Figure III.26 montre ces diagrammes.

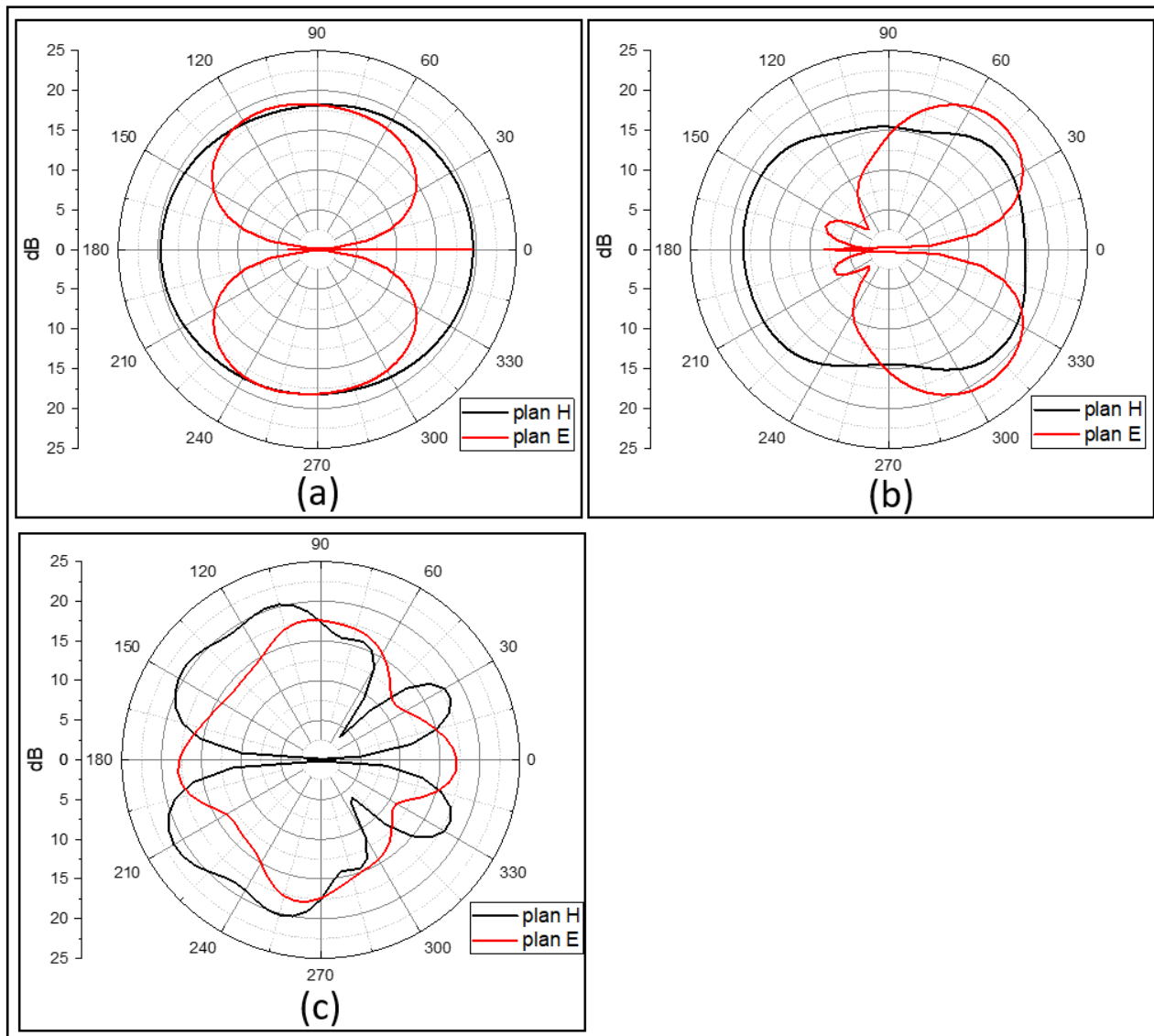


Figure III. 26 : Diagrammes de rayonnement simulés dans les plans E et H de la configuration d'antenne LB-filtre ULB à (a) 5.36GHz, (b) 7.82GHz GHz et (c) 8.25GHz.

A partir de la Figure III.26 on remarque que pour le plan E, l'antenne-filtre est directionnel pour les fréquences (a) 5.36 GHz et (b) 7.82 GHz avec une apparition des lobes secondaires dans ce dernier. Pour la fréquence (a) 5.36 GHz le plan E possède deux lobes principaux directives vers 90° et 270° , et pour (b) 7.82 GHz vers 50° et 315° . Par contre pour le plan H en remarque qu'il est omnidirectionnel avec un rayonnement semblable dans toutes les directions. Pour la fréquence (c) 8.25GHz en remarque que le plan E possède quatre lobes principaux directifs vers 90° , 0° , 270° et 180° et le plan H possède deux lobes principaux directifs vers 130° et 230° avec une apparition de deux lobes secondaires.

III. 10 Conclusion

Dans ce chapitre on a fait une étude sur une conception d'un filtre passe-bande Ultra Large Bande. Le travail accompli a été entamé en trois parties :

La première partie de ce travail a été consacrée à l'analyse de la structure initiale de filtre qui est proposé dans la littérature. Puis nous avons fait une étude paramétrique afin de voir les éléments qui sont responsables du processus de filtrage. Cela a été fait par un changement de certaines dimensions des différents paramètres de ce filtre. Après dans la deuxième partie, nous avons procédé à la miniaturisation de ce filtre. En effet, nous avons réussi à réduire la taille du filtre de 19%, grâce notamment à une étude paramétrique sur la géométrie de la nouvelle structure proposée. Enfin, on a attaché le filtre ULB à une antenne Large Bande afin de voir leur influence sur le rayonnement de ce dernier.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les filtres micro-ondes passifs représentent une partie très importante des systèmes de télécommunications modernes: systèmes embarqués sur satellite, systèmes de téléphonie mobile, etc...

La technologie des filtres microondes a fait ces preuves que ce soit du point de vue conception et miniaturisation que sur le plan d'utilisation de matériaux spécifiques et ce afin d'atteindre de meilleurs réponses du point de vue sélectivité, facteur de qualité et accordabilité en fréquence.

Et a la lumière de l'accélération du développement technologique dans le monde et du besoin continu d'outils électroniques plus mince. La minimisation des outils électronique est devenue très importante et comme le filtre étant un élément très essentiel dans les circuits électroniques, presque aucun appareil électronique ne peut dispenser de la présence d'un filtre. La miniaturisation de ce dernier est devenue très essentielle pour attendre des circuits électroniques plus intégrables.

C'est dans ce contexte que s'inscrit notre travail, qui concerne à l'étude et la conception d'un filtre radiofréquence basé sur une structure microruban à l'aide du logiciel de simulation hyperfréquence HFSS.

Noter objectif principal de ce travail, est de faire une étude sur une conception d'un filtre radiofréquence réalisé sur une structure micro ruban en partant d'une structure qui existe déjà dans la littérature, et puis d'effectuer des modifications géométriques et à travers une étude paramétrique pour arriver à un filtre miniature avec des performances meilleures.

Nous avons commencé dans un premier temps par donner une généralité sur les filtres de façon générale, où nous avons présenté quelques techniques de filtrage, quelques notions de filtres, sa nature, ses caractéristiques, son rôle, la fonction de filtrage et ses applications dans les systèmes de communication.

Dans le deuxième chapitre, nous avons expliqués le filtrage dans le domaine microonde, les caractéristique ou les paramètres qui nous a permet d'étudier la performance de filtre telle que les coefficients de réflexion et de transmission. Ensuite nous avons présenté les différentes technologies utilisées pour réaliser les filtres microonde telle que la technologie planaires et on s'est intéressé beaucoup par la structure microruban qui est la structure utilisée dans la conception de notre filtre.

Enfin dans le dernier chapitre, nous avons présenté les résultats de la conception et de simulation de filtre passe-bande ULB, où nous avons fait notre travail en trois étapes essentielles :

La première étape, est de réaliser le filtre qui nous l'avons emmené de l'article [36] et simulé le, afin de voir leur résultat. Puis on a effectué une étude paramétrique. Cette étude qui nous a permis de nous identifier l'élément qui laisse les fréquences passer dans la bande ULB est qui sont responsables de filtrage. Cette identification est en terme de la bande passante, l'adaptation et la fréquence de résonance.

Dans la deuxième étape, le but était de minimiser la taille de filtre. En effet, on a multiplié toutes les valeurs géométriques du filtre par 0.9, puis une étude paramétrique a été menée afin d'obtenir un filtre fonctionnant dans la bande ULB. Notre conception a permis de minimiser la taille du filtre par 19%. Cette opération a été rendue possible grâce au changement dans les trois paramètres W'_3 , R'_1 et R'_2 .

Dans la dernière étape, et pour voir l'influence du filtre ULB sur les performances d'antenne monopole, on a effectué une combinaison de ce filtre avec une antenne monopole large bande. Les résultats de simulation ont montré une amélioration dans le rayonnement de l'antenne et elle devient fonctionnant dans la gamme ULB.

Bibliographie

- [1] **B. Zakaria, B. Y. Ikram,** " Nouvelles topologies des filtres passe-bande à base de la technologie SIW opérant en bandes KU, C et S pour des applications satellitaires ", Mémoire de master de l'université de Tlemcen, 2015.
- [2] **B. Leila,** " Modélisation des Structures Planaires de Formes Régulières Implantées sur Substrat d'une Anisotropie Tensorielle ", Thèse de magister de l'Université de Constantine, 2008.
- [3] **H. Dimopoulos,** " Analog Electronic Filters: Theory, Design and Synthesis ", Greece, 2012.
- [4] **S. Winder,** " Analog and digital filter design, 2^{ème} édition ", USA, 2002.
- [5] **J. Y. Fourniols, C. Escriba,** " Système électronique analogique Amplification, filtrage et optronique ".
- [6] International Standards and Conformity Assessment for all electrical, electronic and related technologies, Area: 312: Electrical and electronic measurements - General terms relating to electrical measurements.
- [7] **G. Bianchi, R. Sorrentino,** " electronic filter simulation & design ", USA, 2007.
- [8] **Les Thede,** " Practical Analog and Digital Filter Design", Artech House, Inc, 2004.
- [9] **L. Wanhammar,** " Analog Filters Using MATLAB ", USA, 2009.
- [10] **W. K. Chen,** " The Circuits and Filters Handbook : Passive, Active, and Digital Filters ", 3^{ème} édition, USA, 2009.
- [11] **W. K. Chen,** " Passive, active, and digital filter ", USA, 2006.
- [12] **A. Antoniou,** " Digital Signal Processing ", CANADA, 2006.
- [13] **A. V. Oppenheim,** " Digital Signal Processing ", USA, 1969.
- [14] **M. K. M. SALLEH,** " Contribution à la synthèse de résonateurs pseudo elliptiques en anneau. Application au filtrage planaire millimétrique ", Thèse de Doctorat en Électronique de l'Université de Toulouse, Octobre 2008.
- [15] **T. M. VU,** "Contribution à la mise en œuvre de fonctions accordable à MEMS RF en bande millimétrique sur silicium", Thèse de Doctorat en Micro-ondes Electromagnétisme et Optoélectronique de l'Université de Toulouse, Avril 2010.
- [16] **M. Pozar,** " Microwave Engineering, 3rd édition ", John Wiley & sons, Inc, USA, 2005.
- [17] **S. Salima,** " Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunications ", Thèse de Doctorat en télécommunications de l'Université Abou Beker BELKAID, Tlemcen, 2013.

- [18] **B. Karima**, " Caractérisation des filtres microruban à couplage capacitif et/ou parallèle par une formulation en ondes transverses ", Thèse de Magister en Électronique de l'Université Hadj Lakhdar, Batna, 2015.
- [19] **J.S. Hong, M. J. Lancaster**, " Microstrip Filters for RF/Microwave Applications ", John Wiley and Sons, New York, 2001.
- [20] **R.Vahldieck , W. J. R. Hofer**, " Finline and metal insert filters with improved pass band separation and increased stop band attenuation ", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 33, n°, PP 1333-1339, December 1985.
- [21] **C. Thibon**, " Intégrations et applications de résonateurs fort Q cryogéniques ", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 2009.
- [22] **M. Boussalem**, " Etude et modélisation de structures de transmission non uniformes applications à l'adaptation d'impédance et au filtrage", Thèse de Doctorat en Microonde, Electromagnétisme et Optoélectronique de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [23] **A. Coon**, "Capabilities and Applications of SAW Coupled-Resonator Filters". <http://www.rfm.com/products/apnotes/an23.pdf>, December 1990.
- [24] **A. Coon**, " SAW Filters PCB Layout ". <http://www.rfm.com/products/apnotes/an42.pdf>, 1999.
- [25] **R. J. Cameron, C. M. Kudsia, R. R. Mansour**, " Microwave Filters for Communication Systems : Fundamentals, Design, and Applications ", 2^{ème} édition, John Wiley & sons, 2018.
- [26] **P. Jarrey, J. Beneat**, " Design and realizations of miniaturized fractal RF and microwave filters ", John Wiley & sons, 2009.
- [27] **B. Potelon**, " Etude et Conception de Filtres Hyperfréquences Hybrides Planaires – Volumiques ", Thèse de Doctorat en Electronique de l'Université de Bretagne Occidentale, 2007.
- [28] **F. Alessandri, M. Comparini, F. Vitulli**, " Low loss in rectangular waveguide with rigorous control of spurious responses through a smart modal filter ", IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, 2001.
- [29] **F. Xu, K. Wu**, " Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated wave guide", IEEE Trams on Microwave Theory and Techniques, vol.53, No :1, jannary 2005.
- [30] **Y. Dia**, " optimisation par conception conjointe de dispositifs multifonctions filtre-antenne compacts et agiles", Thèse de Doctorat en Electronique, de l'Université de Limoges, 2016.
- [31] **S. Pinon**, " Etude de la reconfigurabilité de circuit RF par des réseaux fluidiques. Conception et fabrication de microsystèmes intégrés sur substrat souples ", Thèse de Doctorat en Micro et Nano-systèmes de l'université de Toulouse, 2012.

- [32] **k. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, P. Bharitia,** " Microstrip Lines and slotlines ", Artech House Boston, London, 2^{ème} edition, 1996.
- [33] **H. Aissa,** " Miniaturisation des lignes de propagation microondes en technologies circuit imprimé et CMOS – Application à la synthèse de filtre ", Thèse de Doctorat de l'université de Joseph Fourier, Novembre 2009.
- [34] **T. Edwards, M. Steer,** " Foundations for microstrip circuit design, 4^{ème} edition ", John Wiley & Sons, Inc, 2016.
- [35] **M. A. Bousmaha,** " Analyse et Conception de Nouvelles Structures de Filtres Larges Bandes pour des Applications en Télécommunications ", Thèse de Magister en Télécommunications et Informatique Spatiales, Université de Tlemcen, 2011.
- [36] **J. R. Panda, P. Kakumanu, R. S. Kshetrimayum,** " A Wide-band Monopole Antenna in Combination with a UWB Microwave Band-pass Filter for Application in UWB Communication System ", Indian Institute of Technology, Guwahati-781039, India.

Annexe

Annexe - A

Présentation de l'outil de simulation HFSS

A.1 Description du logiciel de simulation HFSS

HFSS (High Frequency Structure Simulator) version 13.0 est un logiciel commercial qui calcule les champs électromagnétiques dans le domaine fréquentiel, et permet d'analyser le comportement électromagnétique d'une structure, pour analyser ce comportement en détails, le logiciel met à notre disposition des outils d'interprétation post-traitement. Il effectue une modélisation électromagnétique par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis. Cette dernière est basée sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode.

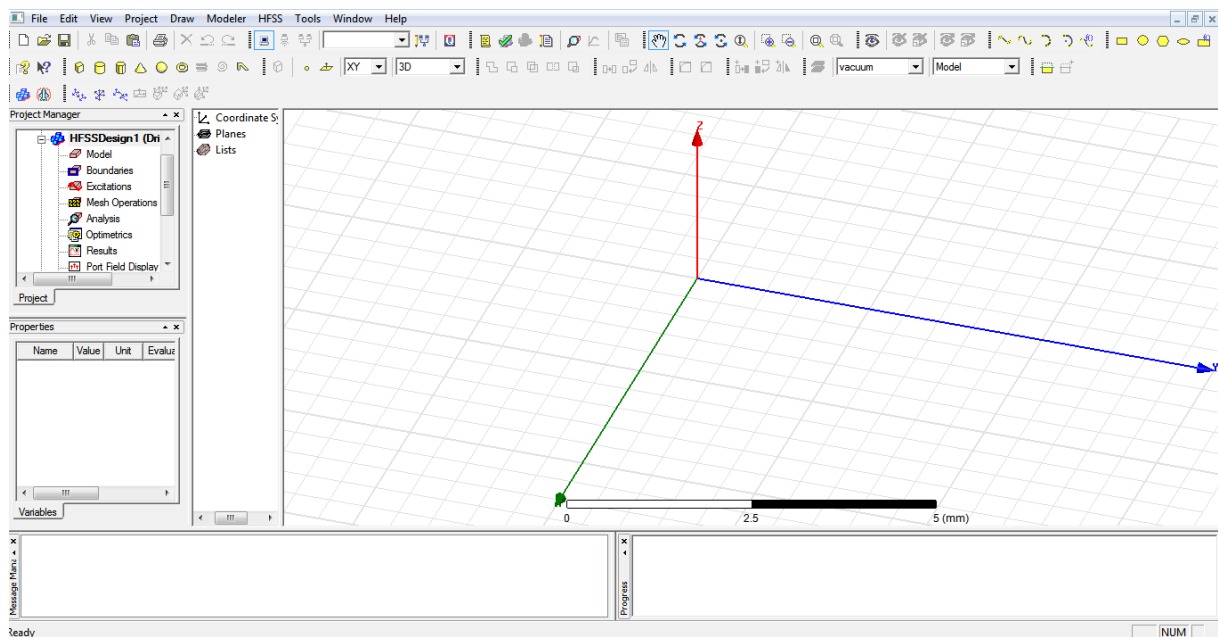


Figure A1. L'interface principale du logiciel HFSS

A.2 La méthode des éléments finis (FEM)

HFSS utilise la méthode des éléments finis (FEM), cette méthode (parfois appelé aussi l'analyse par élément finis) est une technique numérique pour trouver des solutions par approximation des équations aux dérivées partielles (EDP), ainsi que des équations intégrales. Elle utilise aussi un maillage adaptatif et du graphisme superbe qui s'apprête à tous les problèmes électromagnétiques 3D. Ansoft HFSS peut être utilisé pour calculer des paramètres tels que les paramètres S, Y, Z, la fréquence de résonance et les champs rayonnés.

A.3 Un projet en HFSS

Un projet HFSS est un dossier qui contient un (ou plusieurs) modèles appelés design. Chaque modèle contient une structure géométrique, ses conditions aux limites et le choix des matériaux utilisés, ainsi que les solutions de champs électromagnétiques et les interprétations post traitement.

Pour créer, simuler, et analyser une structure il suffit de la dessiner avec les outils mis à disposition par le logiciel.

- On peut dessiner des objets 2D ou 3D en utilisant les commandes du HFSS, pour établir un modèle il faut aller à **Draw**, puis on choisit un modèle parmi les modèles proposés (rectangle, cercle, cube...etc).
- Après avoir dessiné un modèle on doit définir les frontières (boundaries).
 - **Perfect E** : appelé aussi conducteur parfait ce type de limite force le vecteur champ électrique à être perpendiculaire à la surface du conducteur.
 - **Perfect H** : conducteur magnétique parfait, il est tangentiel à la surface du conducteur.
 - **Finite conductivity** : on attribue une conductivité finie au matériau conducteur ainsi que sa tangente de pertes (imparfait).
 - **Radiation** : limites de rayonnement, aussi appelée frontières absorbantes. Elle nous permet de modéliser une surface électriquement ouverte, les ondes peuvent alors sortir de la structure et s'arrêtés vers la limite de rayonnement où elles sont absorbées. Elle évite ainsi les réflexions qui pourraient perturber le fonctionnement du système.
- Avant dernier, il faut exciter la structure. Il existe différentes types d'excitations mais le plus souvent on utilise les Wave port et les Lumped port qui ont pour rôle d'indiquer la zone où l'énergie entre et sort de la structure.
- La dernière étape est la simulation : pour faire une simulation il faut que passer les étapes nécessaires suivantes :
 - Définir les unités.
 - Définir les matériaux de base.
 - Dessiner le modèle de la structure à simuler.
 - Définir la gamme des fréquences ainsi que les ports d'excitations.
 - Définir les conditions aux limites (boundaries).

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

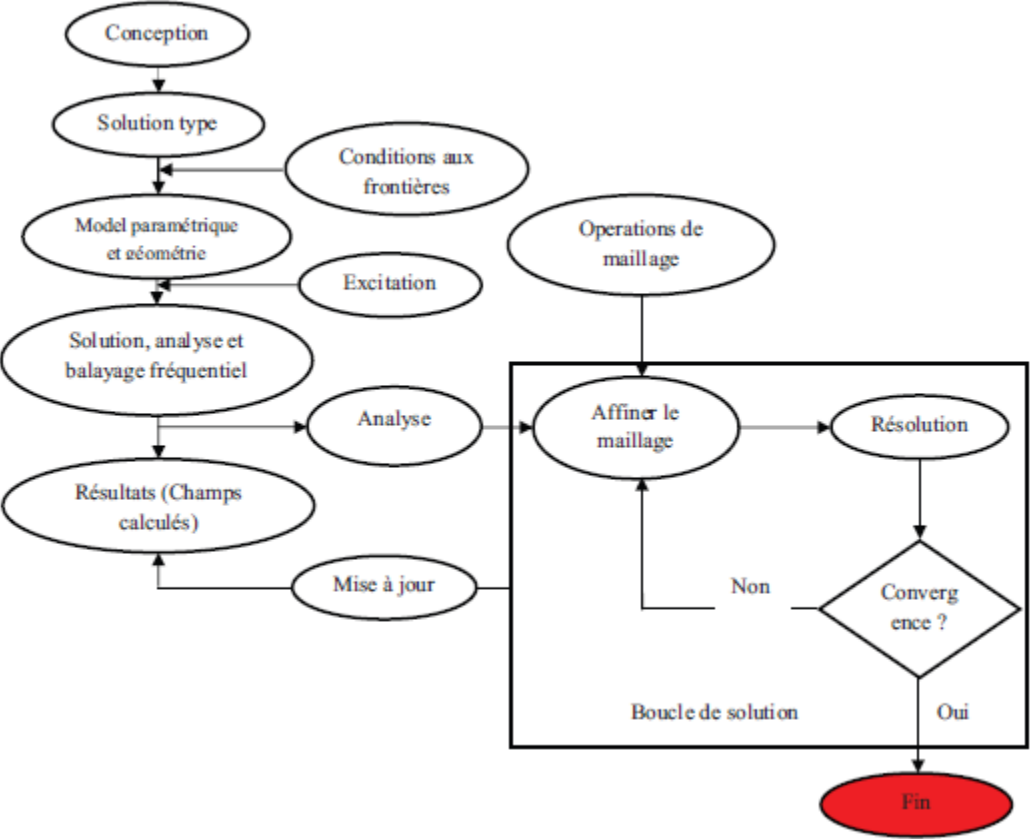


Figure A2. Organigramme des différentes étapes d'un design HFSS.

Annexe - B

Présentation de l'outil de simulation CST

B.1 Description du logiciel de simulation CST Studio

CST MICROWAVE STUDIO® est un progiciel complet pour l'analyse et la conception électromagnétiques dans la plage des hautes fréquences. Il est basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (FIT, Finite Integration Technique).

Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3D de tous les composants des systèmes décrits.

CST Microwave Studio fait partie de la CST DESIGN STUDIO suite, offre un certain nombre de solutions différentes pour différents types d'applications. Étant donné aucune méthode ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'application.

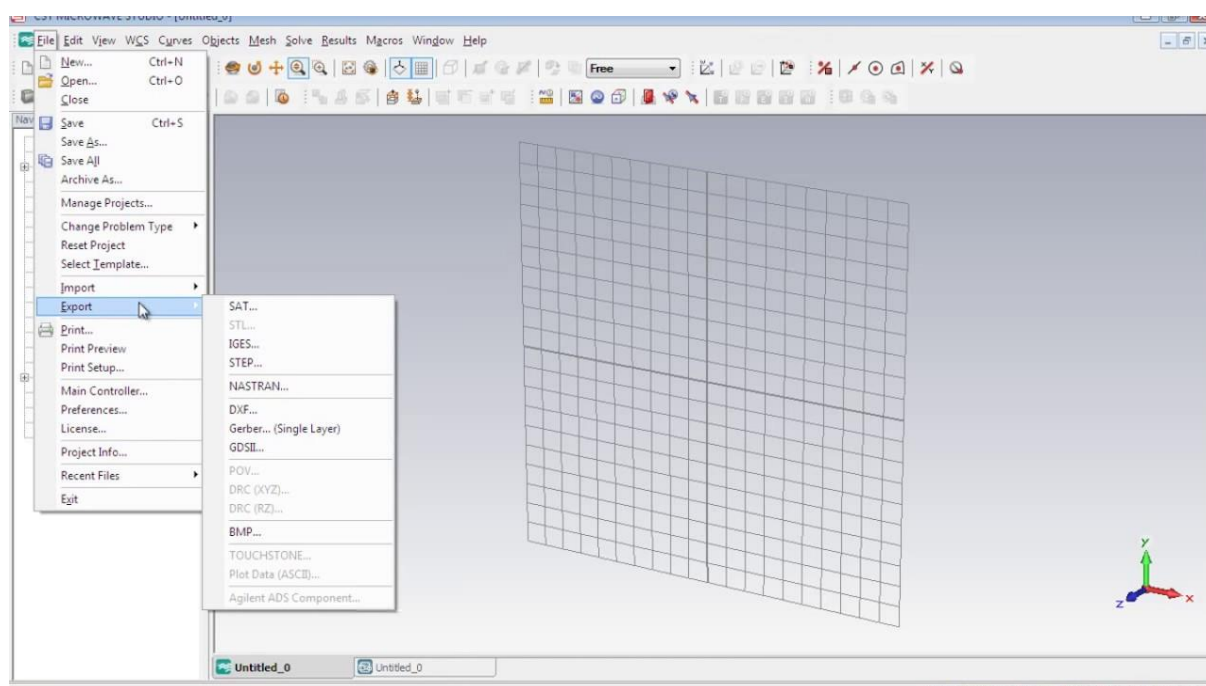


Figure B1. L'interface principale de CST Microwave Studio.

B.2 Modules de CST

CST Microwave Studio possède quelques modules appelés « solveurs » utilisées pour résoudre les problèmes.

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.

b- Un solveur fréquentiel

Comme le solveur transitoire, il est constitué d'un solveur général basé sur une méthode fréquentielle. Le type de maillage change selon la structure étudiée.

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 Multi pole Method) est utilisée.


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 ... etc.

B.3 Les modules d'exécution

Le logiciel CST possède plusieurs modules d'exécution que nous allons expliquer quelques uns ci-dessus :

<p>CST EM Studio</p> 	<p>C'est un outil facile à utiliser pour l'analyse et la conception des structures statiques et basses fréquences. Les applications incluent : les actionneurs, les freins EMS, EMC, générateurs, de mesure, moteurs, capteurs et le blindage.</p>
<p>CST Particle Studio</p> 	<p>Particle CST Studio est un outil spécialisé pour la conception rapide et précise. Il inclut l'analyse des canons à électrons 3D et les tubes cathodiques.</p>

<p>CST Mphysics Studio</p> 	<p>Cet outil permet d'analyser les contraintes thermiques et structurales, et des problèmes de mécanique.</p>
---	---

<p>CST Design Studio</p> 	<p>C'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>Cet outil permet l'étude des signaux et la simulation des effets EMC et EMI (Electromagnetic Compatibility/ Electromagnetic Interférence) sur cartes de circuits imprimés.</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 uniques, paires torsadées ainsi que des faisceaux de câbles complexes.</p>
<p>CST Micro Stripes</p> 	<p>Il analyse les structures de rayonnement d'antennes complexes, et résout les problèmes EMC/EMI.</p>
<p>CST Microwave Studio</p> 	<p>Ce dernier est un outil de simulation 3D spécialisé pour le traitement rapide et précis des problèmes en haute fréquence avec un large champ d'application.</p>

B.4 La méthode FIT utilisée par le logiciel CST

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. L'utilisation ici de la forme intégrale locale permet d'appliquer la technique des PBA (Perfect Boundary

Approximation). 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, la technique PBA diminue significativement le nombre de mailles nécessaires. Grâce 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 et ce qui nous fait gagner du temps en termes de calcul.

B.5 D'autres méthodes numériques utilisées par CST

Des logiciels de simulation disponible dans le commerce utilisant différentes méthodes numériques. En plus de la méthode FIT utilisé par CST ce dernier utilise aussi les méthodes d'analyse numérique suivantes :

- ❖ Méthode des différences finies (FEM).
- ❖ Méthode des moments (MoM).
- ❖ Méthode de domaine de temps de différence finie (FDTD).
- ❖ Méthode de la matrice des lignes de transmissions (TLM).

Ces méthodes ne souffrent d'aucune approximation, et s'avèrent être très rigoureuses, puisqu'aucune supposition initiale n'est considérée. En outre, ces méthodes permettent d'étudier des formes très variées, mais font appel à des formulations ou calculs plus complexes et des temps de calcul plus importants.

B.6 Principales caractéristiques de logiciel CST

Parmi les caractéristiques principales de logiciel CST Microwave Studio :

- Technique d'intégration finie rapide et efficace en mémoire.
- La structure peut être visualisée sous forme de modèle 3D ou de schéma. Ce dernier permet de coupler facilement la simulation EM à la simulation de circuit.
- Caractéristique hybride à base de modélisation permet rapides changements structurels.
- Modèles de structure pour une description simplifiée du problème.
- Une bonne base de données des matériaux.
- L'importation rapide et efficace des modèles 2D et 3D.
- Fournit une interface utilisateur graphique basée sur Windows XP, Windows Vista, Windows 7 et Linux.