

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

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



DOMAINE : SCIENCE ET
TECHNOLOGIE
FILIERE : TELECOMMUNICATION
OPTION : Systèmes des
Télécommunications (STLC)

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par: ZEGAAR Imane

GHERBI Aicha

Intitulé

**Etude et conception d'un filtre passe bande à
base de résonateur à saut d'impédance pour
les systèmes de communication sans fil**

Soutenu devant le jury composé de:

Dr. Khalfa Ali	Université de M'sila	Président
Dr. BAKHTI Haddi	Université de M'sila	Encadreur
Dr. Bentoumi Miloud	Université de M'sila	Co- Encadreur
Dr. BOURASSE Mounir	Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2018 /2019

Remerciements

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

Au terme des années de préparation de mémoire de magistère, je tiens à remercier chaleureusement toutes les personnes qui ont contribué à l'aboutissement de ce travail

*Le docteur **BAKHTI Haddi** et Le docteur **BENTOUMI Miloud**, les rapporteur de mémoire, pour la confiance qu'il nous avons accordée en notre confiant ce sujet, pour nos discussions fructueuses.*

Nous exprimons nos sincères remerciements aux membres du jury, d'avoir accepté de faire partie de celui-ci

الإهداء

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

(قل إعملوا فسيرى الله عملكم ورسوله والمؤمنون) صدق الله العظيم

إلهي لا يطيب الليل إلا بشكرك ولا يطيب النهار إلا بطاعتك .. ولا تطيب اللحظات إلا بذكرك .. ولا تطيب الآخرة إلا بعفوك .. ولا تطيب الجنة إلا برويتك
الله جل جلاله

إلى من بلغ الرسالة وأدى الأمانة .. ونصح الأمة .. إلى نبي الرحمة ونور العالمين ..

سيدنا محمد صلى الله عليه وسلم

إلى من كلله الله بالهيبة والوقار .. إلى من علمني العطاء بدون انتظار .. إلى من أحمل أسمه بكل افتخار .. أرجو
من الله أن يمد في عمرك لتري ثماراً قد حان قطافها بعد طول انتظار وستبقى كلماتك نجوم أهتدي بها اليوم وفي
الغد وإلى الأبد والدي العزيز

إلى ملاكي في الحياة .. إلى معنى الحب وإلى معنى الحنان والتفاني .. إلى بسملة الحياة وسر الوجود
إلى من كان دعائها سر نجاحي وحنانها بلسم جراحي إلى أغلى الحباب

أمي الحبيبة

إلى من بهم أكبر وعليهم أعتمد .. إلى شمعة متقدة تنير ظلمة حياتي ..

إلى من بوجودهم أكتسب قوة ومحبة لا حدود لها ..

إلى من عرفت معهم معنى الحياة أخوتي حياة , يسرا بحسناء

إلى أخي ورفيق دربي وهذه الحياة بدونك لاشيء معك أكون أنا وبدونك أكون مثل أي شيء .. في نهاية مشواري
أريد أن أشكر على مواقفك النبيلة إلى من تطلعت لنجاحي بنظرات الأمل أخي مهدي

إلى الأخوات اللواتي لم تلهن أمي .. إلى من تحلو بالإخاء وتميزوا بالوفاء والعطاء إلى ينابيع الصدق الصافي
إلى من معهم سعادت ، وبرفتهم في دروب الحياة الحلوة والحزينة سرت إلى من كانوا معي على طريق النجاح
والخير إلى من عرفت كيف أجدهم وعلموني أن لا أضيعهم صديقاتي احسان وهيبة

إلى رفيق دربي في هذه الحياة إلى من أرى التفاؤل بعينه .. والسعادة في ضحكتة خطيبي عثمان .. في نهاية
مشواري أريد أن أشكر على مواقفك النبيلة إلى من تطلعت لنجاحي بنظرات الأمل .

الإهداء

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

(قل اعلموا قسيري الله عملكم ورسوله والمؤمنون) صدق الله العظيم

إلهي لا يطيب الليل إلا بشكرك ولا يطيب النهار إلا بطاعتك .. ولا تطيب اللحظات إلا بذكرك .. ولا تطيب الآخرة إلا بعفوك .. ولا تطيب الجنة إلا برويتك ..
الله جل جلاله
إلى من بلغ الرسالة وأدى الأمانة .. ونصح الأمة .. إلى نبي الرحمة ونور العالمين ..
سيدنا محمد صلى الله عليه وسلم

إلى من كلله الله بالهيبة والوقار .. إلى من علمني العطاء بدون انتظار .. إلى من أحمل اسمه بكل افتخار .. أرجو من الله أن يمد في عمرك لتري ثماراً قد حان قطافها بعد طول انتظار وستبقى كلماتك نجوم أهتدي بها اليوم وفي الغد وإلى الأبد والدي العزيز
إلى ملاكي في الحياة .. إلى معنى الحب وإلى معنى الحنان والتفاني .. إلى بسمة الحياة وسر الوجود
إلى من كان دعائها سر نجاحي وحنانها بلسم جراحي إلى أعلى الحباب

أمي الحبيبة

إلى من بهم أكبر وعليهم أعتمد .. إلى شمعة متقدة تنير ظلمة حياتي ..
إلى من بوجودهم أكتسب قوة ومحبة لا حدود لها ..
إلى من عرفت معهم معنى الحياة اخواتي ليلي , خيرة , بسمة , فاطيمة

إلى الأخوات اللواتي لم تلدهن أمي .. إلى من تحلو بالإخاء وتميزوا بالوفاء والعطاء إلى يبايع الصدق الصافي إلى من معهم سعدت ، وبرفقتهم في دروب الحياة الحلوة والحزينة سرت إلى من كانوا معي على طريق النجاح والخير إلى من عرفت كيف أجدهم وعلموني أن لا أضيعهم صديقاتي ايمان وهيبه وريمه

عائشة

Liste des figures

Chapitre I

Figure I. 1 Récepteur à double conversion.....	2
Figure I. 2 Utilisation d'un filtre pour réduire l'effet d'un signal non désiré à.....	3
Figure I. 3 Circuit d'un filtre passe-bas.....	5
Figure I. 4 Réponse en fréquence du filtre passe-bas.	6
Figure I. 5 Circuit d'un filtre passe-haut.	6
Figure I. 6 Réponse en fréquence du filtre passe-haut.	6
Figure I. 7 Circuit d'un filtre passe-bande.....	7
Figure I. 8 Réponse en fréquence d'un filtre passe-bande actif.	7
Figure I. 9 Circuit d'un filtre coupe bande.	8
Figure I. 10 Réponse en fréquence du filtre coupe bande active.....	8
Figure I. 11 Représentation sous forme de fonction de transfert en Z.	9
Figure I. 12 Structures directes des filtres RII.	10
Figure I. 13 Structures des filtres RIF.....	11
Figure I. 14 Gabarit et réponses d'un filtre passe-bande quasi –elliptique en transmission et en réflexion.....	11
Figure I. 15 Transformation en impédance.....	13
Figure I. 16 Transformation passe bas-passe haut.....	13
Figure I. 17 Transformation en fréquence passe bas-passe bande.....	14

Chapitre II

Figure II. 1 Réseau à deux ports caractérisés par les paramètres S.....	18
Figure II. 2 Différents types de réponse du filtre.....	19
Figure II. 3 Réponse d'un filtre passe-bas de Butterworth (avec maximum uniforme).	20
Figure II. 4 Répartition des pôles pour la réponse de Butterworth (maximum uniforme).	21
Figure II. 5 Réponse d'un filtre passe-bas de Chebyshev.....	21
Figure II. 6 Distribution des pôles pour la réponse de Chebyshev.	22
Figure II. 7 Réponse d'un filtre passe-bas elliptique.....	23
Figure II. 8 Esquisse de la fonction rationnelle elliptique.....	24
Figure II. 9 Réponse de Bessel LPF.....	25
Figure II. 10 Réponse Bessel LPF pour N=2 jusqu'à 7.....	25
Figure II. 11 Inductances localisées. (a) en méandres. (b) en spirale.....	26
Figure II. 12 Capacités localisées. (a) interdigitale. (b) MIM.	26

Figure II. 13 Circuit électrique d'un filtre à saut d'impédance d'ordre 5.....	26
Figure II. 14 Structure d'un filtre à stub en micro-ruban.	27
Figure II. 15 Topologie d'un filtre à résonateurs couplés en série.....	28
Figure II. 16 Topologie d'un filtre à résonateurs couplés en parallèle.	28
Figure II. 17 Ligne micro-ruban.....	29
Figure II. 18 Représentation des lignes de champ.	29
Figure II. 19 Exemple de filtres micro-ruban, filtre à stubs(a), filtre à lignes complées(b), filtre hairpin(c).	30
Figure II. 20 Principales discontinuités.....	33

Chapitre III

Figure III. 1 Création d'un nouveau projet.....	35
Figure III. 2 La boîte de dialogue de la bibliothèque ADS.....	36
Figure III. 3 La boîte de dialogue "Choose Technologie for library".	36
Figure III. 4 Fenêtre de schémas.....	37
Figure III. 5 Fenêtre de masques de circuits.....	37
Figure III. 6 Fenêtre de résultat.....	38
Figure III. 7 Développement d'un filtre RF.....	38
Figure III. 8 Réponse d'un filtre passe-bande à micro-ruban avec coupleurs périodiques.....	38
Figure III. 9 Schéma d'un filtre avec ligne micro-strip.....	39
Figure III. 10 Concevoir un passe-bande avec des lignes micro strip en cascade.....	40
Figure III. 11 Schéma du filtre passe-bande proposé.	42
Figure III. 12 Réponse en fréquence du filtre conçu.....	43
Figure III. 13 Circuit imprimé du filtre proposé (layout).	43
Figure III. 14 Illustration de l'outil CST : modélisation de l'environnement électromagnétique.....	45
Figure III. 15 Interface Graphique De CST MICROWAVE STUDIO.....	46
Figure III. 16 Fenêtre D'accueil.....	49
Figure III. 17 Fenêtre pour créer le domaine de travail.	49
Figure III. 18 Fenêtre du Choit du composant qu'on va traiter.....	50
Figure III. 19 Fenêtre du Choix du domaine qu'on va traiter.....	50
Figure III. 20 Liste des paramètres et unités.	51
Figure III. 21 Gamme de fréquence de travail.....	51

Figure III. 22 Création du modèle (Template).	52
Figure III. 23 Fenêtre principale du logiciel CST.....	52
Figure III. 24 Introduire Le Plan De Masse.	53
Figure III. 25 Substrat diélectriques.	54
Figure III. 26 Créer Un Trou.	54
Figure III. 27 Première étape pour créer le filtre micro-ruban.	55
Figure III. 28 (a) Création des ports d'alimentation, (b) Vue finale du filtre.	55
Figure III. 29 Boite de simulation dans le domaine temporelle.	56
Figure III. 30 Résultats de simulation des deux coefficients S_{11} et S_{21}	56

Chapitre IV

Figure IV. 1 Fenêtre de sélection d'éléments.	59
Figure IV. 2 (a) Symbole, (b) Paramètres.....	60
Figure IV. 3 (a) Symbole, (b) Illustration, (c) Paramètres.....	60
Figure IV. 4 MCLIN (a) Symbole, (b) Illustration, (c) Paramètres.	60
Figure IV. 5 MTEE_ADS (a) Symbole, (b) Illustration, (c) Paramètres.	61
Figure IV. 6 MLOC (a) Symbole, (b) Illustration, (c) Paramètres.	61
Figure IV. 7 MSUB (a) Symbole, (b) Illustration, (c) Paramètres.	61
Figure IV. 8 (a) Symbole, (b) Paramètres.	62
Figure IV. 9 MCORN (a) Symbole, (b) Illustration, (c) Paramètres.....	62
Figure IV. 10 MSOBND_MDS (a) Symbole, (b) Illustration, (c) Paramètres.....	62

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau I. 1 Les différents types de filtres à base des circuits RC.....	4
Tableau I. 2 Le choix entre un filtre RIF et RII.....	10
Tableau I. 3 Gabarit de chaque type de filtre.....	12
Tableau I. 4 Transformation en fréquence à partir du prototype passe bas.....	15

Chapitre II

Tableau II. 1 Un récapitulatif des topologies micro-ruban.	30
--	----

Chapitre III

Tableau III. 1 Calculer de $Z_{0J_{is}}$	41
Tableau III. 2 Calcul de Z pair, Z impair.....	41
Tableau III. 3 Résultats des paramètres des lignes de transmission.....	42

Chapitre VI

Tableau IV. 1 Dimensions physiques des lignes d'entrée et de sortie.....	64
Tableau IV. 2 Les dimensions physiques des différentes lignes micro-ruban.....	66
Tableau IV. 3 Les dimensions physiques de la ligne micro-ruban.....	67
Tableau IV. 4 Dimensions physiques.	69
Tableau IV. 5 Les dimensions physiques de la ligne micro-ruban.....	70
Tableau IV. 6 Les dimensions physiques de la ligne micro-ruban après modification.....	72
Tableau IV. 7 Dimensions physiques de ligne principale de 50Ω	72
Tableau IV. 8 Les dimensions physiques de la ligne micro-ruban après modification.....	73
Tableau IV. 9 Dimensions physiques de ligne principale de 50Ω	73

Table des matières

Remerciements	
Dédicaces	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Introduction générale	

Chapitre I

I.1. Introduction.....	1
I.2. Définition et rôle des filtres RF.....	1
I.3. Importance des filtres dans une chaine d'émission - réception RF.....	2
I.4. Caractérisation des filtres.....	2
I.5. Les différent type de filtres RF.....	3
I.5.1. Les filtres analogiques.....	3
I.5.1.1. Les filtres passifs.....	3
I.5.1.2. Filtres actifs.....	4
I.5.2. Filtrage numérique.....	9
I.5.2.1. Classification des filtres numériques.....	9
I.5.2.2. Choix entre un filtre RIF et IIR.....	9
I.5.2.3. Filtres récursifs RII.....	10
I.5.2.4. Filtres non récursifs RIF.....	10
I.6. Gabarit d'un filtre.....	11
I.7. Transpositions de fréquence et d'impédance à partir du gabarit passe-bas.....	12
I.7.1 Transposition en impédance.....	12
I.7.2. Transformation passe bas-passe haut.....	13
I.7.3. Transformation passe bas-passe bande.....	14
I.7.4. Transformation passe bas-coupe bande.....	15
I.8.	
Conclusion.....	16

Chapitre II

II.1. Introduction.....	17
II.2. Fonctions de transfert.....	17
II.2.1. Définition générale.....	17
II.2.2. Paramètres S	18
II.3. Approximation du filtre RF.....	19

II.3.1. Réponse de Butterworth (avec une partie uniforme maximale)	19
II.3.2. Réponse de Chebyshev.....	20
II.3.3. Réponse de la fonction elliptique.....	22
II.3.4. Réponse de Bessel.....	24
II.4. Principales topologies planaires des filtres passe-bande.....	25
II.4.1. Filtres à éléments localisés.....	25
II.4.2 Filtres à saut d'impédance.....	26
II.4.3 Filtres à stubs.....	27
II.4.4 Filtres à base de résonateurs.....	27
II.4.4.1. Résonateurs demi-onde.....	27
II.4.4.2. Résonateurs à quart-d 'onde.....	28
II.5. Technologies planaires.....	28
II.5.1 Topologie micro-ruban (en anglais micro-strip)	29
II.5.2.Avantages et inconvénients.....	30
II.5.3.Caractéristiques générales d'une ligne micro ruban.....	31
II.5.3.1. Approximation Quasi-TEM.....	31
II.5.3.2. Permittivité diélectrique.....	31
II.5.3.3. Impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban	31
II.5.3.4. Synthèse d'une ligne micro-ruban.....	32
II.5.4. Affaiblissement d'une ligne micro-ruban.....	32
II.5.5. Discontinuité dans les lignes micro-rubans.....	33
II.6. Conclusion.....	33

Chapitre III

III.1. Introduction.....	34
III.2. Présentation du logiciel ADS.....	34
III.2.1. Description de Logiciel ADS.....	34
III.2.2. Principaux avantages d'ADS.....	35
III.2.3. Création d'un espace de travail dans l'ADS.....	35
III.2.4. Différentes fenêtres de l'ADS.....	37
III.3. Exemples de conception d'un filtre passe-bande.....	38
III.4. Résultats de la simulation.....	42
III.5. Description du logiciel de simulation CST.....	43
III.5.1. Modules de CST.....	44

III.5.2. Principe du simulateur CST.....	45
III.5.3. Méthode d'intégration finie(FIT)	46
III.5.5. Méthode qui décrit la structure.....	48
III.5.6. Etapes à suivre pour une bonne simulation.....	48
III. 6. Exemple D'un Projet En CST.....	49
III.6.1.Démarrer Le Logiciel.....	49
III.6.2.Aperçu de la structure de l'interface utilisateur.....	52
III.6.3. Créer Le Plan De Masse.....	53
III.6.4. Créer Un Substrat Diélectrique.....	53
III.6.5. Créer Les Trous.....	54
III.6.6. Créer le filtre micro-ruban.....	54
III.6.7. Définir les ports.....	55
III.6.8. Simulation.....	56
III.6.9. Résultats.....	56
III.7. Conclusion.....	57

Chapitre IV

IV.1. Introduction.....	58
IV.2. Conception d'un filtre passe bande à base de résonateur à saut d'impédance.....	58
IV.2.1. Procédure de conception.....	58
IV.2.2. Simulation d'un filtre avec ADS	59
IV.2.1.1. Composants utilisé pour filtre.....	59
IV.5.1.2. Substrat utilisé	63
IV.5.1.3. Adaptation de circuit	63
IV.5.1.4. Conception du filtre sous ADS.....	64
IV.5.1.5. Méthode d'optimisation par le logiciel ADS	67
IV.5.1.6. Réglage supplémentaire par l'outil <i>Tuning</i> dans l'ADS.....	71
IV.2.3. Simulation du filtre avec CST.....	74
IV.2.4. Etude paramétrique d'un filtre passe-bande à micro-ruban	76
IV.3. Conclusion.....	80

Conclusion générale

Résumé

Références bibliographiques



INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Ces dernières années, l'activité de recherche s'est énormément consacrée à l'étude des structures planaires. Elles sont ainsi utilisées pour la conception et la modélisation d'antennes, de filtres, des coupleurs et de diviseurs de puissance. Les avantages de cette technologie sont le faible coût, la compacité et la légèreté. Les inconvénients sont la faible efficacité pour de basses puissances et l'augmentation de pertes dues au rayonnement non désiré [1].

Le principal objectif à atteindre est d'offrir de nouvelles structures avec des meilleures performances. La diminution de la taille du filtre et l'amélioration des performances de liaison deviennent alors des enjeux primordiaux [2].

Dans le domaine des Télécommunications spatiales, la conception des systèmes électroniques compacts et performants travaillant dans des bandes de fréquences de plus en plus élevées est un besoin de plus en plus croissant et pressant. Une modélisation théorique rigoureuse permettant l'étude des performances de ces dispositifs dispense le concepteur d'une expérimentation longue et coûteuse surtout dans le domaine spatial où le poids et le volume sont des paramètres cruciaux. A cet effet, de nombreuses techniques électromagnétiques de modélisation ont été développées durant les dernières décennies dans le but de concevoir des éléments de faible taille tout en augmentant leurs performances et en minimisant leur coût [3].

La technologie planaire faisant partie intégrante des systèmes de communications doit ainsi, à cause de ses applications liées aux nouvelles technologies, posséder de larges bandes passantes (pour assurer le haut débit) et des gains élevés pour permettre des communications longues portées. Par conséquent, plus le gain est grand, moins le générateur doit fournir de puissance à l'entrée du dispositif [4].

D'une autre manière, les filtres jouent un rôle primordial dans plusieurs applications RF/micro-ondes. Ils sont utilisés pour séparer ou combiner différents signaux micro-ondes. Les applications émergentes telles que les communications sans fils continuent à challenger les filtres RF (radio fréquence) via plusieurs exigences : haute performance, petite taille, poids léger, et prix bas.

La structure de filtre RF que nous proposons dans ce travail entre dans la bande W LAN dont WIFI-1 occupe la bande 5.150 à 5.350GHz de norme 802.11a et se base sur l'utilisation de tronçons de lignes à saut d'impédance d'une part et de tronçons de lignes résonnantes d'autre part. Les principales caractéristiques du filtre sur lesquelles on se base sont la bande passante, la fréquence fondamentale et de celle de résonance ainsi que la taille physique Layout (circuit imprimé PCB) que nous voyons essentielle Dans ce

travail. Le but est de développer un filtre passe bande planaire en utilisant des tronçons de lignes micro rubans structuré comme résonateurs. Pour concrétiser cet objectif, nous devons utiliser les techniques d'optimisation et les techniques de réglages basées sur une étude paramétrique pour améliorer les caractéristiques du filtre ainsi développé telles que les pertes de transmission et celles de réflexion. Les filtres ainsi conçus peuvent être facilement réalisés [4].

Le mémoire est divisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre est dédié à une étude théorique générale des filtres analogiques et numériques. Le deuxième chapitre traite les filtres RF basés sur la technologie planaire. Le troisième chapitre présente les outils logiciels de développement et d'optimisation (ADS et CST). Le quatrième chapitre sera consacré à l'étude d'optimisation d'un filtre passe-bande à base de résonateur à saut d'impédance. L'étude et la conception sont divulguées à travers le simulateur ADS « Advanced Design System V.2019 » et le logiciel CST pour une application particulière dans la bande de réseau local sans fil (WLAN), on s'intéresse à atteindre la fréquence de fonctionnement du filtre entre (5GHz à 5.5 GHz). Nous terminerons par une conclusion générale retraçant les apports du travail présenté, sans oublier de souligné les perspectives envisagées.



CHAPITRE I

- Généralités sur les filtres

I.1. Introduction

Les filtres sont des quadripôles linéaires sans pertes, permettant d'extraire des signaux selon leurs bandes fréquentielles, des fréquences désirables. Le graphe de l'atténuation en fonction de la fréquence constitue la caractéristique essentielle. Il est défini par sa bande passante, sa pente de rejection ou sélectivité, ses pertes d'insertion et son taux d'ondulation. Le choix de la technologie du filtre dépend de ces paramètres.

On distingue quatre familles de filtres selon qu'ils favorisent ou défavorisent les composantes spectrales d'un signal dans une bande de fréquences donnée: les filtres passe-bas, les filtres passe-haut, les filtres passe-bande et les filtres coupe-bande.

Dans ce chapitre la définition et le rôle des filtres RF sont présentée. L'importance des filtres dans une chaîne est introduite. Les caractéristiques et les types des filtres sont décrit. Les notions de gabarit d'un filtre sont également éclaircies.

I.2. Définition et rôle des filtres

Le filtrage de fréquence est une opération de traitement du signal qui consiste à modifier les caractéristiques d'un signal selon des critères de fréquence. Nous nommons les composants effectuant cette opération des filtres de fréquences, ou bien, lorsqu'il n'y a pas d'ambiguïté, des filtres [5].

Les filtres sont également utilisés pour supprimer les composantes de fréquence indésirables du signal, afin d'améliorer celles recherchées. Autrement dit, un filtre est utile pour supprimer la composante de bruit du signal sans aucune perte d'informations [6].

Le rôle du filtre dans les systèmes est fondamental puisqu'il s'agit de débarrasser un signal de toutes les composantes parasites, qui peuvent être assimilées à du bruit. Ce bruit, très important dans les systèmes de télécommunications, peut provenir de sources diverses. Il peut être externe, c'est-à-dire, apporté par le canal, ou interne, apporté par les éléments passifs et actifs constitutifs du système lui-même. Le rapport signal sur bruit appelé(RSB), définit le rapport de la puissance du signal utile sur celle du bruit, est donc un paramètre essentiel dans les systèmes. D'un autre point de vue, les signaux émis et reçus sont influé les uns par rapport aux autres, et de ce fait, une bonne séparation de ces signaux est nécessaire [7].

I.3. Importance des filtres dans une chaîne d'émission - réception

Une chaîne d'émission-réception de type superhétérodyne peut être représentée d'une manière générale par le synoptique de la figure (I.1) ci-dessus. L'antenne permet la réception des signaux, le commutateur permet de commuter entre le canal émission et réception. Dans le canal de réception le filtre RX-RF permet la sélection de la bande de réception, l'amplificateur faible bruit LNA amplifie le signal utile et préserve le système du bruit. Le filtre RX-IF place derrière le mélangeur effectue un filtrage à la fréquence intermédiaire avant la conversion en bande de base. Dans l'émission, ces filtres sont essentiellement responsables de la mise en forme du signal fourni à l'amplificateur de puissance [8].

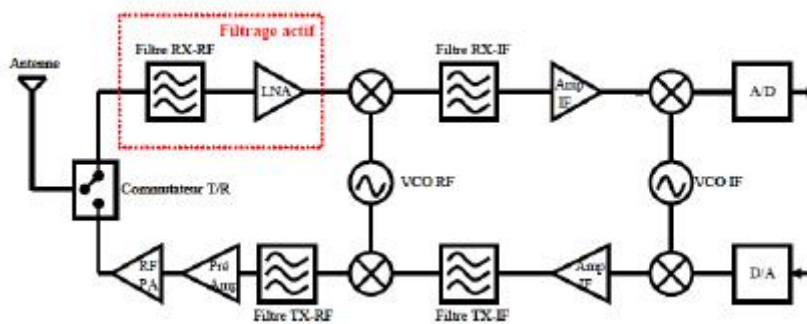


Figure I. 1 Récepteur à double conversion.

I.4. Caractérisation des filtres

Le comportement d'un filtre dans le domaine fréquentiel est décrit mathématiquement en termes de fonction de transfert ou de réseau fonction. C'est le ratio de la transformation de Laplace de ses signaux de sortie et d'entrée. La fonction de transfert de tension $H(s)$ d'un filtre peut donc être écrite comme suit:

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} \tag{I.1}$$

où $V_{in}(s)$ et $V_{out}(s)$ sont le signal d'entrée et de sortie tensions et s est la variable de Ω . En remplaçant la variable s dans (1) par $j\omega$, où j est égal à $\sqrt{-1}$, et ω est la fréquence en radians ($2\pi f$), on peut trouver l'effet du filtre sur la magnitude et la phase du signal d'entrée [9].

La magnitude est trouvée en prenant la valeur absolue de (1) :

$$|H(j\omega)| = \left| \frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} \right| \tag{I.2}$$

et la phase est:

$$\arg H(j\omega) = \arg \frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} \quad (I.3)$$

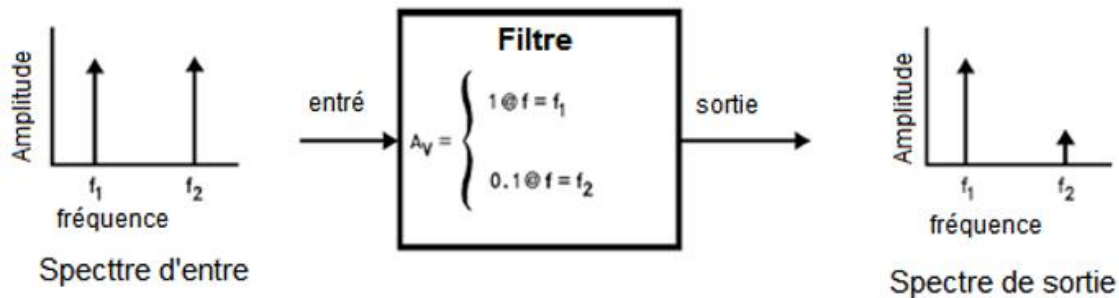


Figure I. 2 Utilisation d'un filtre pour réduire l'effet d'un signal non désiré à

Fréquence f_2 , tout en conservant le signal souhaité à la fréquence f_1 .

I.5. Les différents types de filtres

Les filtres sont de deux types:

1. Filtres analogiques
2. Filtres numériques

I.5.1. Les filtres analogiques

Les filtres analogiques permettent de transformer les signaux. Ils sont très utilisés en électronique analogique, par exemple dans les circuits de traitement des signaux audio. On verra qu'ils sont aussi importants en électronique numérique, car ils interviennent dans l'étape de numérisation du signal, ou dans l'étape de restitution du signal analogique [10].

I.5.1.1. Les filtres passifs

a) Définition

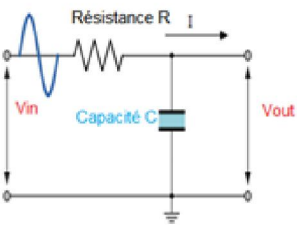
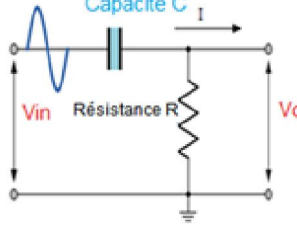
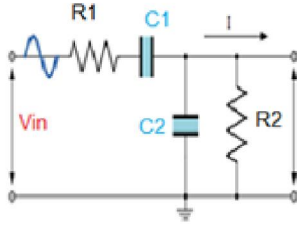
Un filtre passif est simplement un filtre basé sur des éléments passifs, tels que les résistances, les bobines et les condensateurs qui forment une impédance dont la valeur varie en fonction de la fréquence. Il n'utilise pas des composants amplificateurs (transistors, AOps, etc) [9.11]. A cet égard, il s'agit de la mise en œuvre la plus simple (en termes de nombre de composants nécessaires) d'une fonction de transfert donnée. Les filtres passifs présentent également d'autres avantages, ils ne recueillent aucune source d'alimentation, parce qu'ils n'ont pas de composants actifs. Également, ils ne sont pas limités en fréquence comme des montages intégrant des amplis op, ils peuvent bien par conséquent fonctionner à fréquences élevées.

Ils peuvent être utilisés dans des applications ayant un très grand nombre de niveaux de tension et de courant qui ne sont obtenus que par des composants actifs. Les filtres passifs génèrent également peu de bruit par rapport aux circuits utilisant des éléments de gain actifs. Le bruit qu'ils produisent est simplement le bruit thermique des composants résistifs et avec une conception soignée, l'amplitude de ce bruit peut être très réduite.

b) Les filtres passifs à base des composants RC

Les filtres passifs à base des composants RC sont résumés par le tableau ci-dessous :

Tableau I. 1 Les différents types de filtres à base des circuits RC

Circuit RC de filtre passe bas passif	Circuit RC de filtre passe haut passif	Circuit RC de filtre passe bande passif
		

I.5.1.2. Filtres actifs

a) Définition

Les filtres actifs se basent pour leur conception sur des éléments amplificateurs, en particulier des amplis op, intégrant des résistances et des condensateurs dans leurs boucles de rétroaction, pour synthétiser les caractéristiques de filtre souhaitées. Les filtres actifs se caractérisent généralement par une impédance d'entrée élevée, impédance de sortie faible et pratiquement un gain arbitraire. Leur principal avantage c'est qu'ils sont généralement plus faciles à concevoir que les filtres passifs. Leur contribution la plus importante est qu'ils n'intègrent pas d'inductances, réduisant ainsi les problèmes associés à ces composants. Néanmoins, les problèmes de précision et d'espacement des valeurs affectent également les condensateurs qui ont des valeurs standardisées, malgré que leur effet reste très réduit. Les performances aux hautes fréquences sont limitées par le produit gain-largeur de bande des éléments amplificateurs, mais dans la plage de fréquences de fonctionnement de l'amplificateur, le filtre actif à base d'amplificateur opérationnel peut atteindre une très bonne précision, à condition d'utiliser des résistances et des condensateurs à basse tolérance. Les filtres actifs génèrent du bruit en raison des

composants qui sont utilisés dans les circuits d'amplifications, mais son effet peut être réduit en utilisant des amplificateurs à faible bruit et une conception de circuit soignée [9].

b) Classification des filtres actifs

Les filtres actifs les plus largement utilisés sont [12]:

- A. Filtre actif passe-bas
- B. Filtre actif passe-haut
- C. Filtre actif passe-bande
- D. Filtre actif coupe-bande

A. Filtre actif passe bas

Les filtres passe-bas sont des filtres qui laissent passer des signaux de fréquences inférieures à une certaine fréquence ω_1 , cette dernière est appelée fréquence de coupure [13]. Autrement dit, ils atténuent les signaux de fréquences élevées. L'atténuation pour chaque composante de fréquence dépend de la conception du filtre [12].

Le filtre est parfois appelé filtre coupeur des hautes fréquences, ou filtre extracteur des signaux aigus dans applications audio. Le schéma du circuit est montré par la Figure (I.3) avec sa réponse en fréquence donnée également par la Figure (I.4) [12].

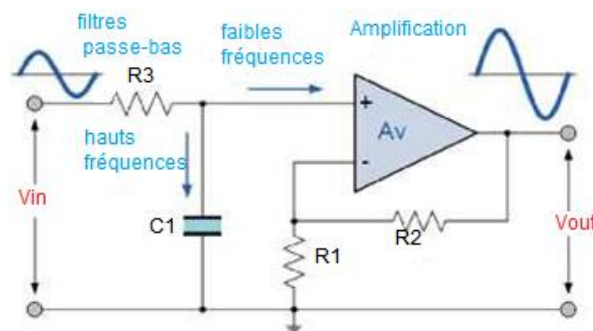


Figure I. 3 Circuit d'un filtre passe-bas.

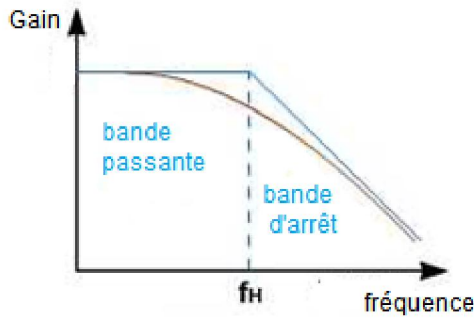


Figure I. 4 Réponse en fréquence du filtre passe-bas.

B. Le filtre actif passe haut

Un filtre passe-haut (HPF) est un filtre électronique transmettant les signaux de hautes fréquences mais atténue les signaux avec des fréquences inférieures à la fréquence de coupure ω_1 [12,13].

L'atténuation réelle pour chaque composante de fréquence varie d'un filtre à un autre. Un filtre passe-haut est généralement modélisé comme un système linéaire variable en fonction du temps. Les deux Figures(I.5) et (I.6) montrent le schéma électrique et la réponse en fréquence respectivement [12].

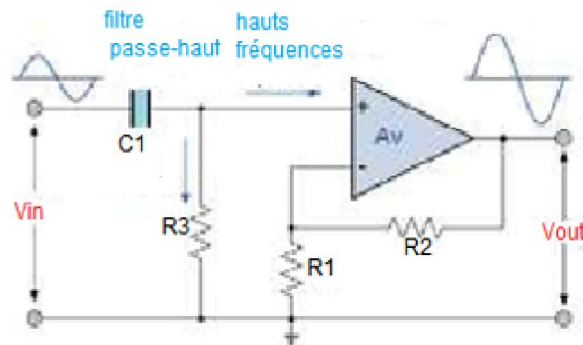


Figure I. 5 Circuit d'un filtre passe-haut.

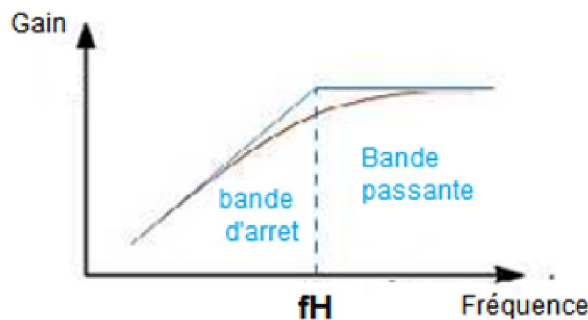


Figure I. 6 Réponse en fréquence du filtre passe-haut.

C. Filtres actifs passe bande

Comme son nom l'indique, un filtre passe-bande est un filtre où seule une bande de fréquences particulière est autorisée à passer. Toutes les fréquences en dehors de la bande requise sont atténuées. La réponse du filtre présente deux principaux domaines d'intérêt. Autrement dit il est judicieux d'éclaircir qu'il existe deux bandes fréquentielles l'une fait passer les signaux et appelée bande passante et l'autre stop bande où les signaux sont atténués. Comme il n'est pas possible d'avoir un roulement infiniment raide, il y a une zone de transition en dehors de la bande passante où la réponse est en baisse mais n'a pas atteint l'atténuation requise hors bande. Il est minutieux d'envisager qu'il n'est pas possible d'obtenir une atténuation infiniment raide, il existe une zone de transition en dehors de la bande passante où la réponse décroît mais n'atteint pas l'atténuation requise hors bande. La Figure (I.7) montre le schéma électrique et la Figure (I.8) montre réponse la fréquentielle [12].

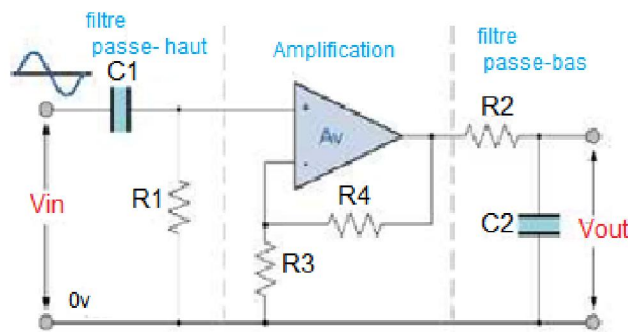


Figure I. 7 Circuit d'un filtre passe-bande.

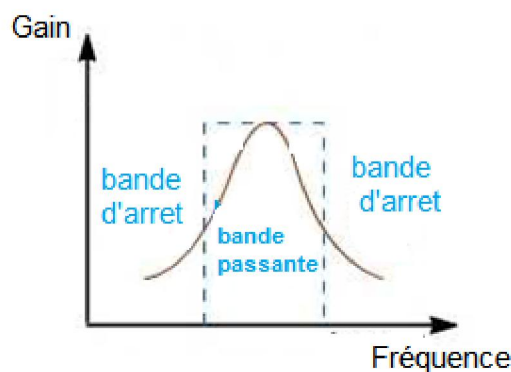


Figure I. 8 Réponse en fréquence d'un filtre passe-bande actif.

D. Filtre actif coupe bande

Également appelés filtres d'élimination de bande, de rejet de bande ou plus simplement coupe bande. Ce type de filtre laisse passer toutes les fréquences situées au-dessus et au-dessous d'une plage particulière définie par les valeurs des composants.

Il peut être constitué par la combinaison d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe-haut, tout comme la conception du passe-bande, sauf que cette fois-ci, nous connectons les deux sections de filtre en parallèle plutôt qu'en série. La Figure (I.9) montre le schéma électrique et la Figure (I.10) la réponse fréquentielle [12].

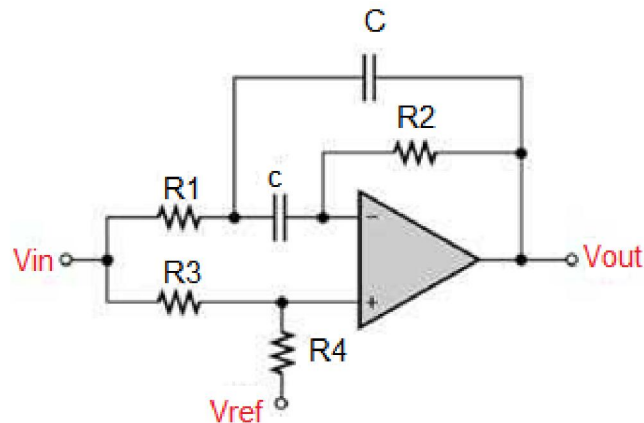


Figure I. 9 Circuit d'un filtre coupe bande.

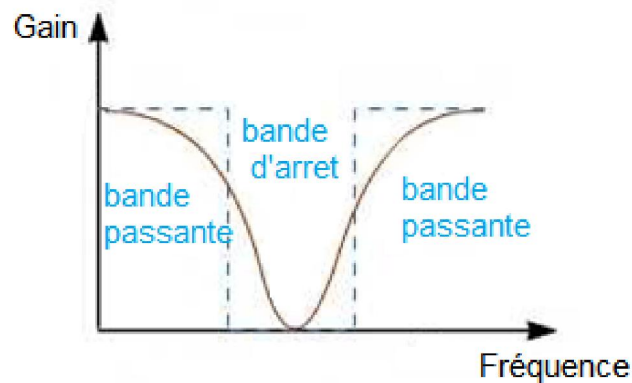


Figure I. 10 Réponse en fréquence du filtre coupe bande active.

I.5.2. Filtrage numérique

Un filtre numérique est un Système Linéaire Discret (SLD) invariant dans le temps (LTD) et modifiant la représentation temporelle et fréquentielle des signaux d'entrées [14].

Il est difficile de donner une définition formelle de la notion de filtrage. L'ingénieur électronicien pense souvent à une modification des caractéristiques fréquentielles d'un signal donné d'entrée. D'un point de vue théorique, le domaine fréquentiel est couplé au domaine temporel, le filtrage modifie donc également la réponse dans ce dernier [15].

A une séquence d'échantillons d'un signal d'entrée à temps discret $x(n)$, un filtre numérique, défini par sa réponse impulsionnelle $h(n)$ ou par sa fonction de transfert en z $H(z)$, répond par une séquence d'échantillons d'un signal de sortie $y(n)$ (Figure I.11).

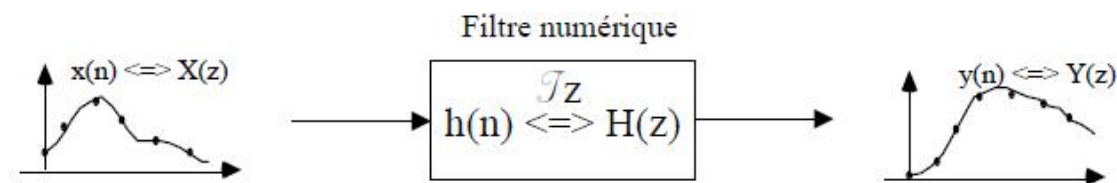


Figure I. 11 Représentation sous forme de fonction de transfert en Z.

I.5.2.1. Classification des filtres numériques

Les filtres numériques peuvent être classés selon plusieurs critères :

1. La longueur de la réponse impulsionnelle implique deux types de filtres **RII** et **RIF**,
2. Le type de représentation, ou de structure, implique deux types de filtres récursifs et non récursifs.

Nous verrons qu'à l'exception d'un cas particulier, les filtres récursifs et non récursifs sont respectivement équivalents aux filtres RII et RIF [16].

I.5.2.2. Choix entre un filtre RIF et IIR :

Le choix entre un filtre RIF et IIR dépend [16]:

- Des performances recherchées ;
- De l'application ;
- De la vitesse du processeur ;
- De la mémoire RAM disponible.

Tableau I. 2 Le choix entre un filtre RIF et RII.

Critère	R.I.F	R.I.I
Maîtrise de la phase	Oui	Non
Complexité	Très faible	Faible
Stabilité	Calcul possible par TFD Toujours	Risque de problème en cas de précision de calcul insuffisante
Nombre de coefficients nécessaires	Moyen	Faible
Précision nécessaire pour les calculs moyens	Moyenne	Assez grande
Adapté à la multi-cadence	Oui	Oui

I.5.2.3. Filtrés récursifs RII

Un exemple démonstratif est illustré par la Figure(I.12)a,b montrant les deux structures cascade et la structure directe respectivement [15].

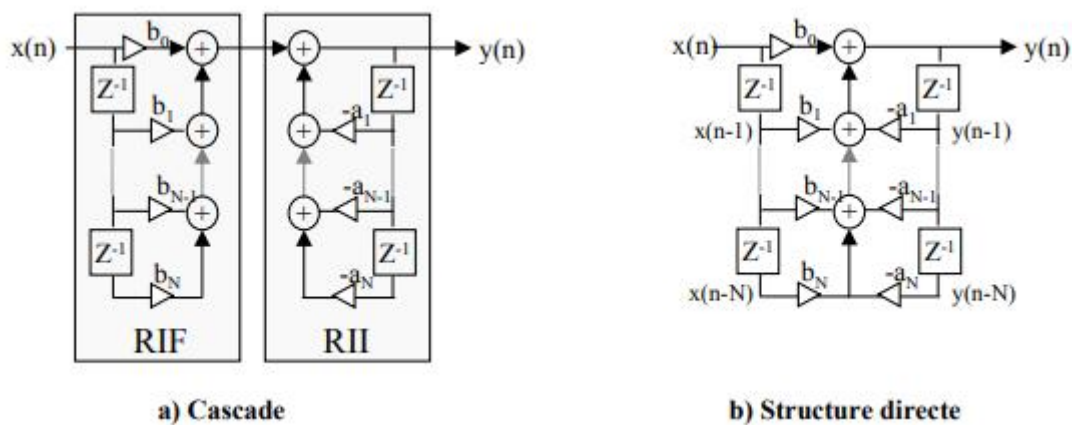


Figure I. 12 Structures directes des filtres RII.

I.5.2.4. Filtrés non récursifs RIF

De la même manière pour les filtres RIF on présente ces deux fameuses structures. La structure directe donnée par la Figure(I.13)a et la structure transposée donnée par la Figure(I.13)b [15].

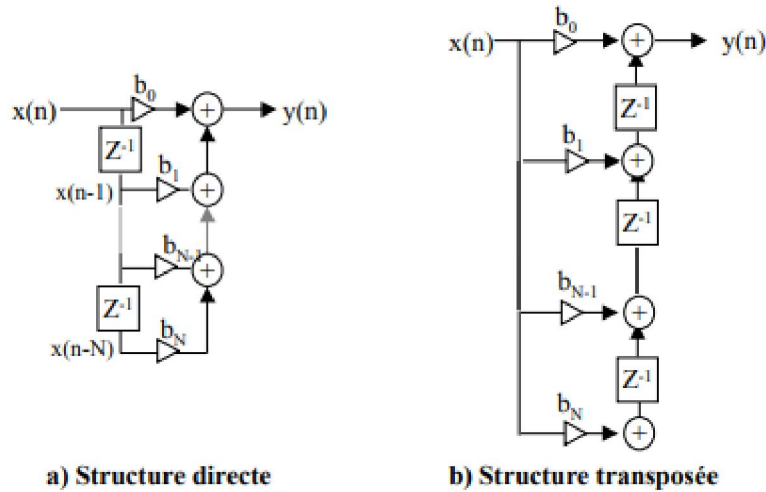


Figure I. 13 Structures des filtres RIF.

I.6. Gabarit d'un filtre

Les spécifications d'un filtre sont généralement données à partir d'un gabarit. Ce dernier renseigne sur le type du filtre et les caractéristiques électriques auxquelles il doit répondre (fréquence centrale f_0 , bande passante Δf , niveau de réjection dans les bandes atténuées, niveau des pertes d'insertion, la platitude dans la bande). Le gabarit, dont un exemple est donné à la Figure(I.14), présente des zones d'exclusion en fonction de la fréquence. L'objectif est donc de concevoir le filtre dont la réponse entre dans le gabarit [17].

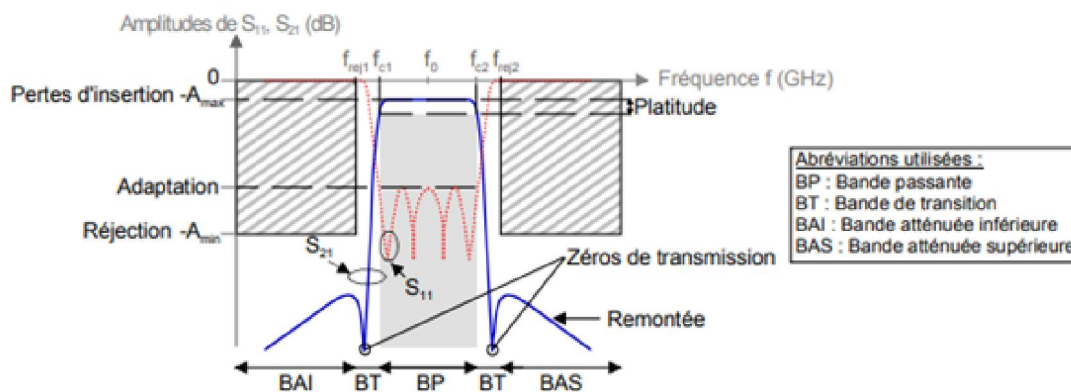
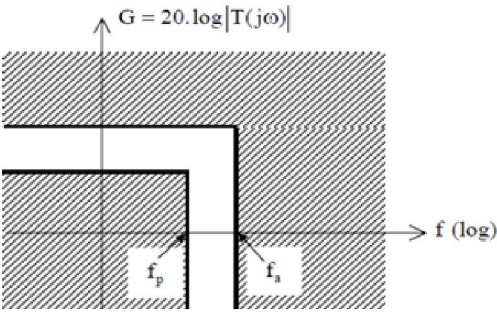
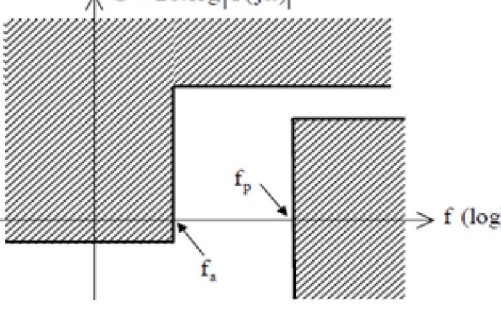
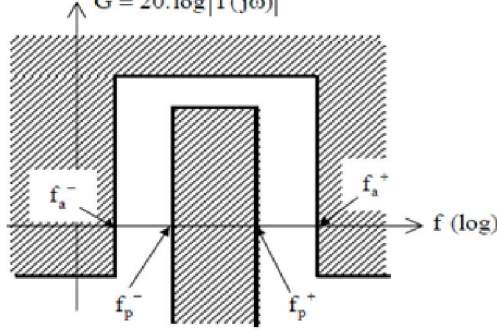
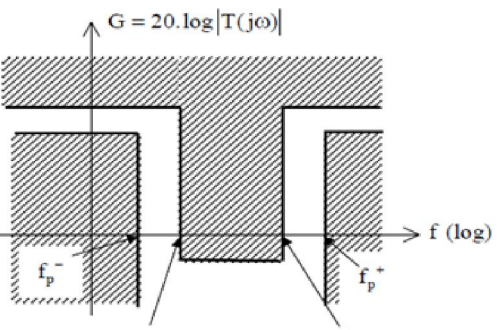


Figure I. 14 Gabarit et réponses d'un filtre passe-bande quasi-elliptique en transmission et en réflexion.

Quelques exemples de gabarit des différents types de filtres sont donnés par le tableau (I.3).

Tableau I. 3 Gabarit de chaque type de filtre.

<p>Gabarit d'un filtre passe bas</p>	<p>Gabarit d'un filtre passe haut</p>
	
<p>Gabarit d'un filtre passe bande</p>	<p>Gabarit d'un filtre coupe bande</p>
	

I.7. Transpositions de fréquence et d'impédance 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. 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 [7].

I.7.1 Transposition en impédance

Comme le prototype passe bas est normalisé pour tous ses éléments par rapport à l'impédance et en fréquence, on doit dénormaliser ces derniers. 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.15).

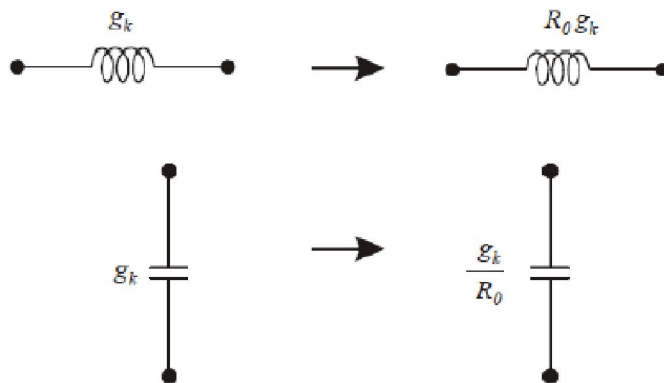


Figure I. 15 Transformation en impédance.

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.7.2. Transformation passe bas-passe haut

La transformation en fréquence du plan de passe-bas (ω) vers le plan de passe-haut (ω') est définie par : $\omega \rightarrow \frac{\omega_0}{\omega'}$, $\omega_0 = 1$.

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 filtre passe haut sont calculées par:

$$C'_K = \frac{1}{\omega_c L_K} = \frac{1}{\omega_c g_k} \tag{I.4}$$

$$L'_K = \frac{1}{\omega_c C_K} = \frac{1}{\omega_c g_k} \tag{I.5}$$

Cette transformation est illustrée dans la Figure (I.16).

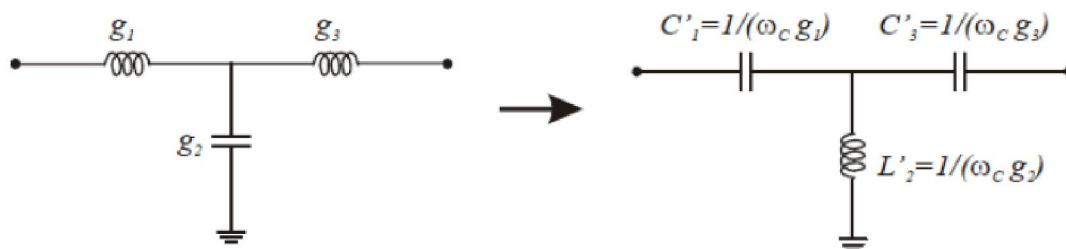


Figure I. 16 Transformation passe bas-passe haut.

I.7.3. Transformation 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 .
- ❖ Sa largeur relative de la bande passante Δ .

Avec:
$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \tag{I.6}$$

et
$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \tag{I.7}$$

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

$$\omega \rightarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega_0}{\omega'} - \frac{\omega'}{\omega_0} \right)$$

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 :

$$C'_K = \frac{\Delta}{\omega_0 L_K} = \frac{\Delta}{\omega_0 g_k} \tag{I.8}$$

$$L'_K = \frac{L_K}{\omega_0 \Delta} = \frac{g_k}{\omega_0 \Delta} \tag{I.9}$$

La deuxième étape consiste à remplacer les capacités en parallèles par un circuit résonant LC en parallèle, dont les valeurs sont données par les équations suivantes

$$C'_K = \frac{C_K}{\omega_0 \Delta} = \frac{g_k}{\omega_0 \Delta} \tag{I.10}$$

$$L'_K = \frac{\Delta}{\omega_0 C_K} = \frac{\Delta}{\omega_0 g_k} \tag{I.11}$$

Cette transformation en fréquence du filtre passe bas vers le filtre passe bande est illustré par un exemple démonstratif d'un filtre d'ordre 3 présenté par la Figure (I.17).

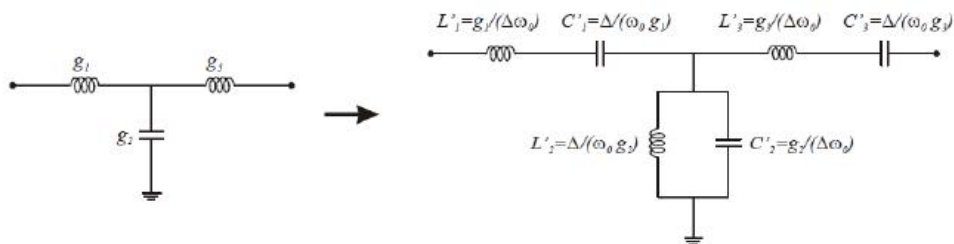


Figure I. 17 Transformation en fréquence passe bas-passe bande.

I.7.4. Transformation passe bas-coupe bande

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

$$\omega \longrightarrow \Delta \left(\frac{\omega'}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega'} \right)^{-1} \tag{I.12}$$

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 [I.13, 14].

$$C'_K = \frac{1}{\omega_0 \Delta L_K} = \frac{1}{\omega_c \Delta g_k} \tag{I.13}$$

$$L'_K = \frac{\Delta L_K}{\omega_0} = \frac{\Delta g_k}{\omega_0} \tag{I.14}$$

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

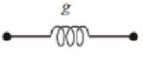
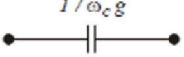
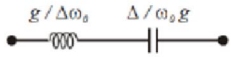
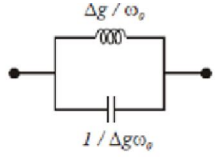
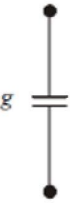
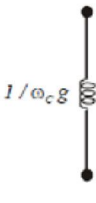
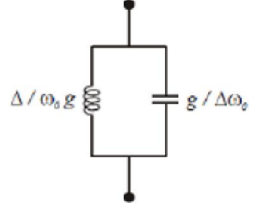
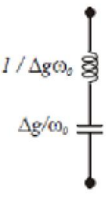
$$L'_K = \frac{1}{\omega_0 \Delta C_K} = \frac{1}{\omega_c \Delta g_k} \tag{I.15}$$

$$C'_K = \frac{\Delta C_K}{\omega_0} = \frac{\Delta g_k}{\omega_0} \tag{I.16}$$

Toutes ces étapes de transformation en fréquence peuvent être synthétisées dans le tableau (I.4):

Tableau I. 4 Transformation en fréquence à partir du prototype passe bas.

Tableau I. 5 Transformation en fréquence à partir du prototype passe bas.

Passé Bas	Passé Haut	Passé Bande	Coupe Bande
			
			

I.8. Conclusion

Les filtres comme nous les avons décrit sont des systèmes servant à séparer les composantes indésirables d'un signal. Autrement dit, selon leurs types, ils laissent passer librement les composantes utiles d'un signal. Ce chapitre a rappelé les notions de base des filtres, sans oublier de présenter les différents types de filtres RF (analogique et numérique). Un panorama des réponses fréquentielles des différents types de filtre est divulgué. Le chapitre suivant, est dédié à l'approximation du filtre RF et ces principales topologies et technologies planaires.



CHAPITRE II

- Les filtres RF

II.1. Introduction

De nos jours, les filtres hyperfréquences et RF jouent un rôle primordial presque dans tous les systèmes de communication, et en raison de développement incessant de ces systèmes, il est nécessaire de disposer de méthodes de conception capables de répondre aux exigences croissantes en précision, fiabilité et développement rapide. La plupart des systèmes sans fil utilisent les radios-fréquences à cause de leurs propriétés de propagation. Ce sont les ondes électromagnétiques qui véhiculent l'information souhaitée dans l'espace environnant. Elles permettent de transporter la voix (pour la téléphonie sans fil, les réseaux GSM, les baby-phones), des images (la vidéo surveillance, l'UMTS) ou encore des données (les systèmes Wifi, Bluetooth...). Une exception est toutefois à signaler pour les micro-ondes ménagères qui utilisent au mieux l'effet thermique des hyperfréquences afin de chauffer les aliments et les boissons.

Un panorama des réponses des différents filtres va être exposé. Les principales topologies planaires des filtres seront éclaircies. En outre, les caractéristiques générales d'une ligne micro-ruban vont être présentées. Il est judicieux lors de l'étude de ce type de filtre de donner un aperçu sur l'affaiblissement d'une ligne micro-ruban.

II.2. Fonctions de transfert

II.2.1. Définition générale

La fonction de transfert d'un filtre représenté par un réseau à deux ports est une description mathématique des caractéristiques de la réponse d'un système. D'une autre manière elle peut être présentée mathématiquement par l'expression de S_{21} . La fonction de transfert en amplitude-carrée pour un filtre passif sans perte est définie par [18]:

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

Où ε est la constante d'ondulation, $F_n(\Omega)$ représente un filtrage ou la fonction caractéristique, et Ω est la variable fréquence.

La réponse de perte d'insertion du filtre est calculée par :

$$L_A = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2} \text{ dB} \quad (\text{II.2})$$

Tenant compte que pour un quadripôle passif sans perte, $|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1$ la réponse de perte de réflexion est calculée par :

$$L_R = 10 \log |1 - |S_{21}(j\Omega)|^2| \text{ dB} \quad (\text{II.3})$$

La réponse de phase du filtre peut être obtenue par :

$$\phi_{21} = \text{Arg} S_{21}(j\Omega) \quad (\text{II.4})$$

Alors la réponse de retard de groupe de ce filtre est calculée par :

$$\tau_d(\Omega) = \frac{d\phi_{21}(\Omega)}{-d\Omega} \text{ Secondes} \quad (\text{II.5})$$

Où $\phi_{21}(\Omega)$ est en radians et Ω en radians par seconde

II.2.2. Paramètres S

On ne peut pas analyser tous les réseaux à l'aide des paramètres Z ou Y . Ils sont seulement bons pour des fréquences basses; il est difficile de mesurer ces paramètres directement en hautes fréquences [19].

Ceci est principalement dû à deux raisons :

1. Difficulté de définir des tensions et des courants en hautes fréquences pour des lignes de transmission non-TEM.
2. Nécessité d'employer des courts-circuits et des circuits ouverts pour trouver les paramètres Z et Y , qui peuvent causer l'instabilité en fréquences micro-ondes quand les éléments actifs sont impliqués.

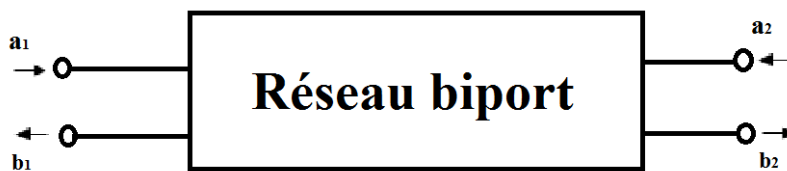


Figure II. 1 Réseau à deux ports caractérisés par les paramètres S.

En termes d'ondes de transmission et de réflexion, on peut exprimer la relation entre a et b comme suit :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (\text{II.6})$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

S_{11} est le coefficient de réflexion au port 1 seulement si b_2 est zéro. Ceci exige l'absence d'une source au port 2 avec une charge parfaitement adaptée (pour éviter les réflexions de porte 2).

La même procédure s'applique pour S_{22} avec l'absence de b_1 .

II.3. Approximation du filtre RF

Il existe de nombreux types de réponses en fréquence et le choix dépend de l'application. Les plus importants sont [20]:

- Butterworth: amplitude maximale à plat;
- Chebyshev: amplitude équi-ondulation de la bande passante d'amplitude;
- Bessel: phase en phase maximale;
- Elliptique: bande passante d'amplitude et équi-ondulation de la bande d'arrêt ;

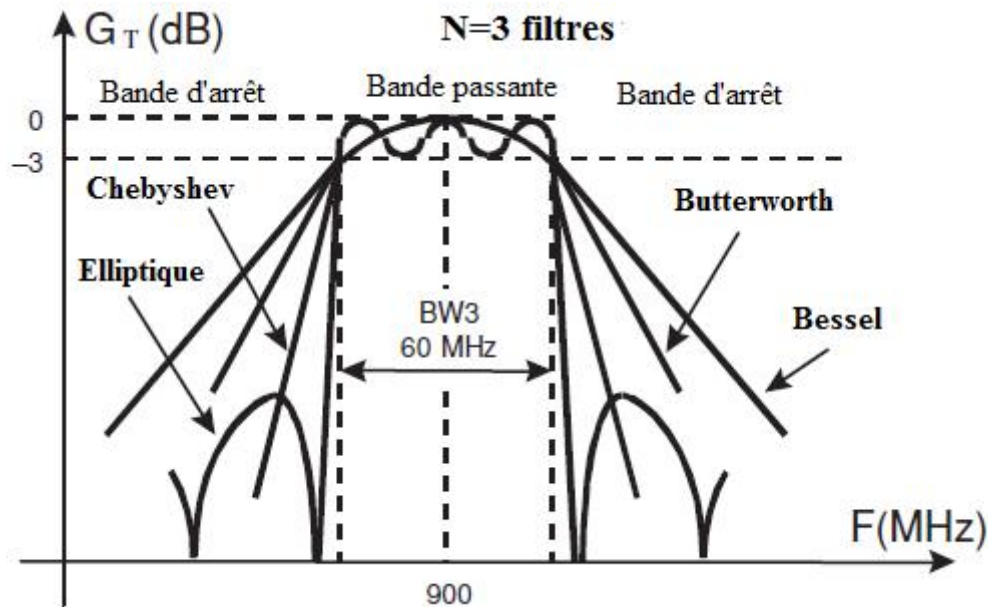


Figure II. 2 Différents types de réponse du filtre.

II.3.1. Réponse de Butterworth (avec une partie uniforme maximale)

La fonction de transfert du carré d'amplitude pour les filtres de Butterworth qui ont une perte d'insertion $L_{Ar} = 3,01$ dB à la fréquence de coupure $\Omega_c = 1$ est donnée par

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\Omega^{2n}} \quad (\text{II.7})$$

Où n est le degré ou l'ordre du filtre, qui correspond au nombre d'éléments réactifs nécessaires pour un filtre passe-bas prototype. Ce type de réponse est également appelé maximum uniforme car sa fonction de transfert du carré d'amplitude est définie en (II.7) a un nombre maximum de dérivées nulles $(2n - 1)$ à $\Omega = 0$. Par conséquent, dans la bande passante l'approximation du maximum uniforme par rapport à un passe-bas idéal est meilleure à $\Omega = 0$, mais se détériore au fur et à mesure que Ω s'approche de la fréquence de coupure Ω_c . La figure (II.3) illustre une réponse uniforme typique [18].

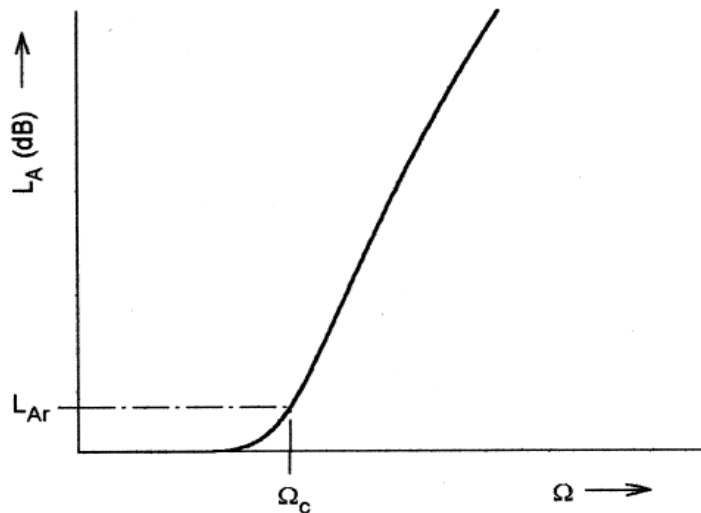


Figure II. 3 Réponse d'un filtre passe-bas de Butterworth (avec maximum uniforme).

Une fonction de transfert rationnelle construite à partir de (II.7)

$$S_{21}(p) = \frac{1}{\prod_{i=1}^n (p - p_i)} \quad (\text{II.8})$$

Avec

$$p_i = j \exp\left[\frac{(2i - 1)\pi}{2n}\right]$$

Il n'y a pas une fréquence finie transmettant les zéros [tous les zéros de $S_{21}(p)$ sont à l'infini], et les pôles p_i sont situés sur un cercle unitaire dans le demi-plan gauche à égale distance angulaire, car $|p_i|=1$ et $\text{Arg}p_i = (2i-1)\pi/2n$.

II.3.2. Réponse de Chebyshev

La réponse de Chebyshev qui présente une bande passante à ondulations égales et une bande stoppée à maximum uniforme est illustrée à la Figure (II.5). La fonction de transfert du carré d'amplitude décrivant ce type de réponse est

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (\text{II.9})$$

Où la constante d'ondulation ε donnée en décibels (dB) est liée à l'ondulation de la bande passante L_{Ar} par:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (\text{II.10})$$

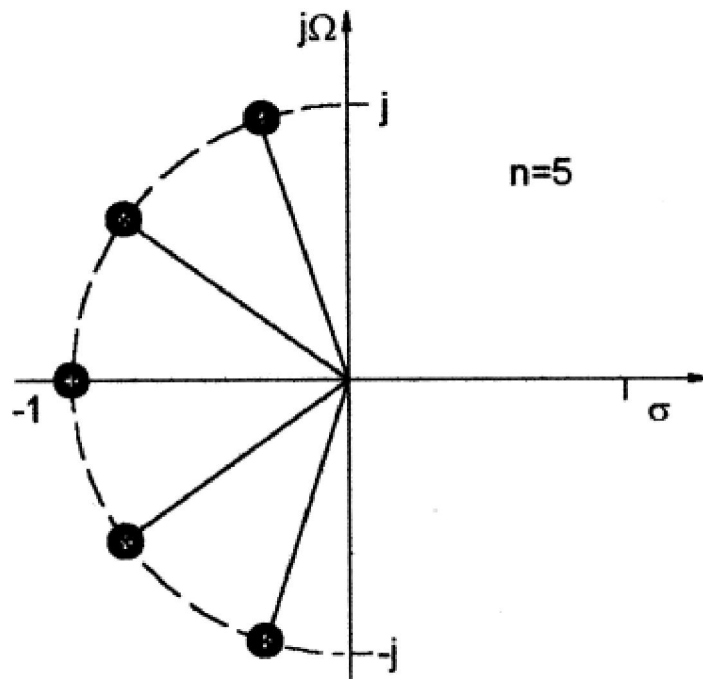


Figure II. 4 Répartition des pôles pour la réponse de Butterworth (maximum uniforme).

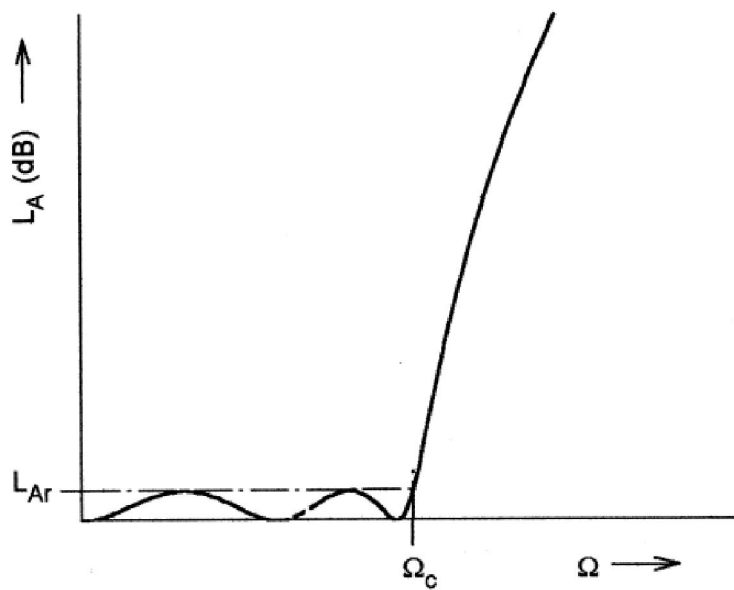


Figure II. 5 Réponse d'un filtre passe-bas de Chebyshev.

$T_n(\Omega)$ est une fonction de Chebyshev du premier type d'ordre n , définie par:

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Par conséquent, les filtres réalisés à partir de (II.9) sont communément appelés filtres de Chebyshev.

Rhodes [2] a déduit une formule générale de la fonction de transfert rationnel de (II.9) pour le filtre de Chebyshev, à savoir

$$S_{21}(P) = \frac{\prod_{i=1}^n [\eta^2 + \sin^2(i\pi/n)]^{1/2}}{\prod_{i=1}^n (p + p_i)} \quad (\text{II.12})$$

Avec

$$p_i = j \cos \left[\sin^{-1} j\eta + \frac{(2i-1)\pi}{2n} \right]$$

$$\eta = \sinh \left(\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right)$$

Identiquement au cas à maximum uniforme, tous les zéros de $S_{21}(p)$ sont situés à l'infini. Par conséquent, les filtres de Butterworth et de Chebyshev traités jusqu'à présent sont parfois appelés filtres multipolaires. Cependant, les emplacements autrement dit les endroits des pôles dans le cas de Chebyshev sont différents et se trouvent sur une ellipse dans le demi-plan gauche. L'axe major de l'ellipse est sur l'axe $j\Omega$ et sa taille est de $\sqrt{1+\eta^2}$; l'axe mineur est sur l'axe σ et il est de taille η . La distribution des pôles est représentée, pour $n=5$, à la figure (II.6) [18].

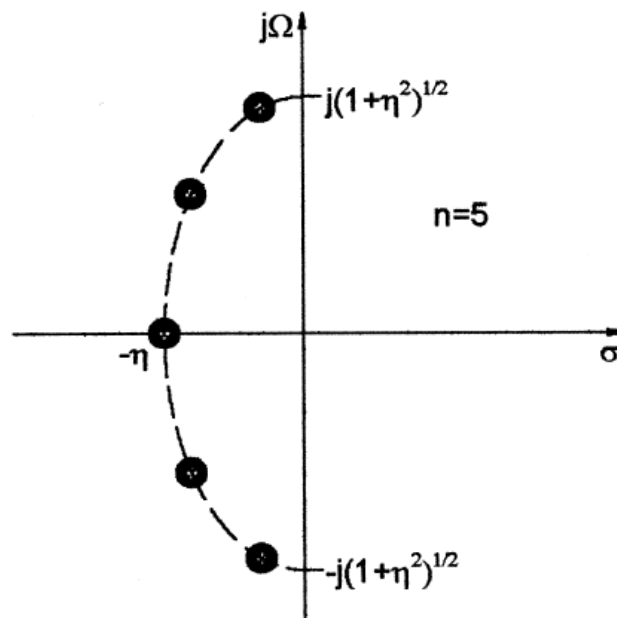


Figure II. 6 Distribution des pôles pour la réponse de Chebyshev.

II.3.3. Réponse de la fonction elliptique

La réponse qui correspond à une ondulation égale dans la bande passante et dans la bande stoppée est la réponse de la fonction elliptique, comme illustré à la figure (II.7). La fonction de transfert pour ce type de réponse est

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (\text{II.13a})$$

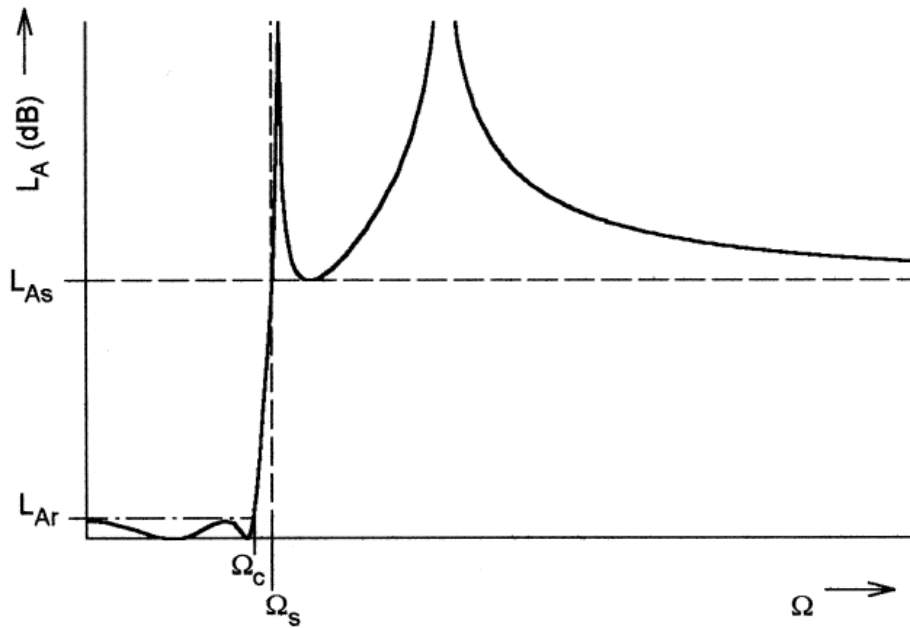


Figure II.7

Figure II. 7 Réponse d'un filtre passe-bas elliptique.

Avec

$$F_n(\Omega) = \begin{cases} M \frac{\prod_{i=1}^{\frac{n}{2}} (\Omega_i^2 + \Omega^2)}{\prod_{i=1}^{\frac{n}{2}} (\frac{\Omega_s^2}{\Omega_i^2} - \Omega^2)} & \text{pour } n \text{ pair} \\ N \frac{\Omega \prod_{i=1}^{\frac{n-1}{2}} (\Omega_i^2 - \Omega^2)}{\prod_{i=1}^{\frac{n-1}{2}} (\frac{\Omega_s^2}{\Omega_i^2} - \Omega^2)} & \text{pour } n(\geq 3) \text{ impair} \end{cases} \quad (\text{II.13b})$$

Où $\Omega_i(0 < \Omega_i < 1)$ et $\Omega_s > 1$ représentent quelques fréquences critiques; M et N sont des constantes à définir. $F_n(\Omega)$ va osciller entre ± 1 pour $|\Omega| \leq 1$ et $|F_n(\Omega = \pm 1)| = 1$.

La Figure (II.8) montre les deux courbes oscillantes typiques pour $n = 4$ et $n = 5$. L'inspection de $F_n(\Omega)$ dans (II.13b) montre que ses zéros et ses pôles sont inversement proportionnels, la constante de proportionnalité étant Ω_s . Une propriété importante est que si Ω_i peut être trouvé tel que $F_n(\Omega)$ a des ondulations égales dans la bande passante, il aura automatiquement des ondulations égales dans la bande d'arrêt. Le paramètre Ω_s est la fréquence à laquelle la bande d'arrêt à ondulations égales commence. Pour n, pair $F_n(\Omega_s) = M$ est nécessaire, ce qui peut être utilisé pour définir le minimum dans la bande d'arrêt pour une constante d'ondulation de bande passante spécifiée ϵ .

La fonction de transfert donnée en (II.13) peut conduire à des expressions contenant des fonctions elliptiques; pour cette raison, les filtres donnant une telle réponse sont appelés filtres de fonction elliptiques, ou simplement filtres elliptiques. Ils peuvent aussi parfois

être appelés filtres de Cauer, d'après la personne qui a introduit pour la première fois la fonction de ce type [6] [18].

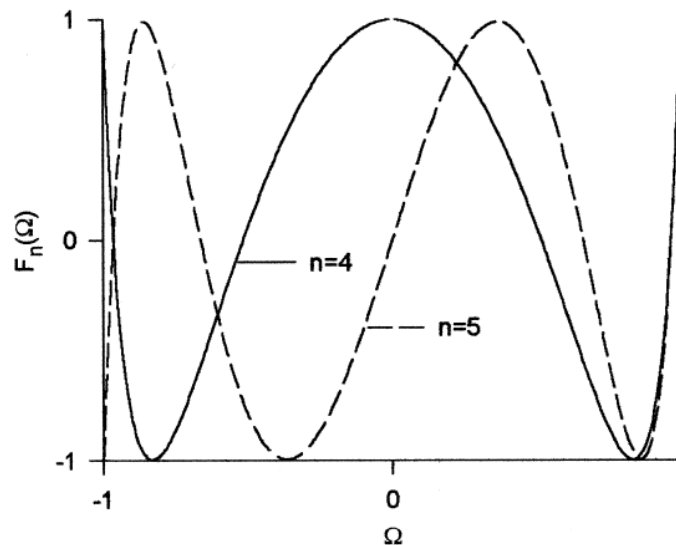


Figure II. 8 Esquisse de la fonction rationnelle elliptique.

II.3.4. Réponse de Bessel

La caractéristique de Butterworth a un bon comportement en sélectivité d'amplitude avec une réponse en phase acceptable. Autrement dit, que sa caractéristique transitoire convient normalement à de nombreuses applications. Inversement, la famille Chebyshev (selon le facteur d'ondulation) offre une augmentation très importante de l'atténuation de la bande d'arrêt mais avec une réponse en phase médiocre.

La réponse de Bessel a été optimisée afin d'obtenir une réponse de phase la plus uniforme possible dans la bande passante. Cela signifie que la sélectivité d'amplitude dans la bande d'arrêt a été sérieusement dégradée, mais la réponse du filtre en mode transitoire ou par modulation complexe est optimale.

La fonction de transfert passe-bas générique qui a un retard constant peut être écrite comme un rapport de fonctions trigonométriques hyperboliques de la fréquence:

$$T(s) = \frac{1}{\sinh(s) + \cosh(s)} \quad s = j\omega \quad (\text{II.14})$$

L'expansion de l'équation ci-dessus est plutôt fastidieuse et, d'une manière approximative, nous pouvons écrire l'atténuation de la manière suivante:

$$A_{\text{tn}}|_{dB} \cong 3 \cdot \omega^2 \quad \text{Pour tout } N \text{ et valable jusqu'à } \omega = 2 \quad (\text{II.15})$$

Ce filtre est également un filtre ayant uniquement des pôles et la Figure (II.9) montre sa réponse en fréquence. Il est clair que pour $\omega > 2$, la sélectivité dans la bande d'arrêt augmente avec N et la linéarité de la réponse en phase s'étend vers les fréquences

les plus hautes. En fait, ces types de filtres ne sont utilisés que lorsque les propriétés transitoires sont critiques.

Comme la réponse mathématique du filtre n'est pas facile à utiliser, la Figure (II.10) montre sous forme graphique la réponse du filtre dans la bande passante et la bande d'arrêt pour des différentes valeurs de N allant de $N=2$ jusqu'à 7 [20].

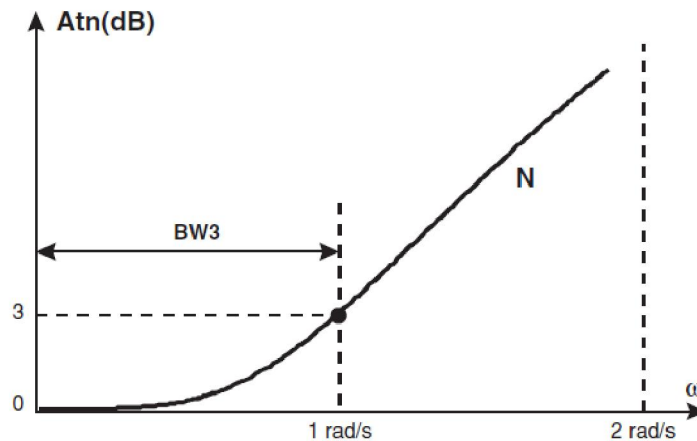


Figure II. 9 Réponse de Bessel LPF.

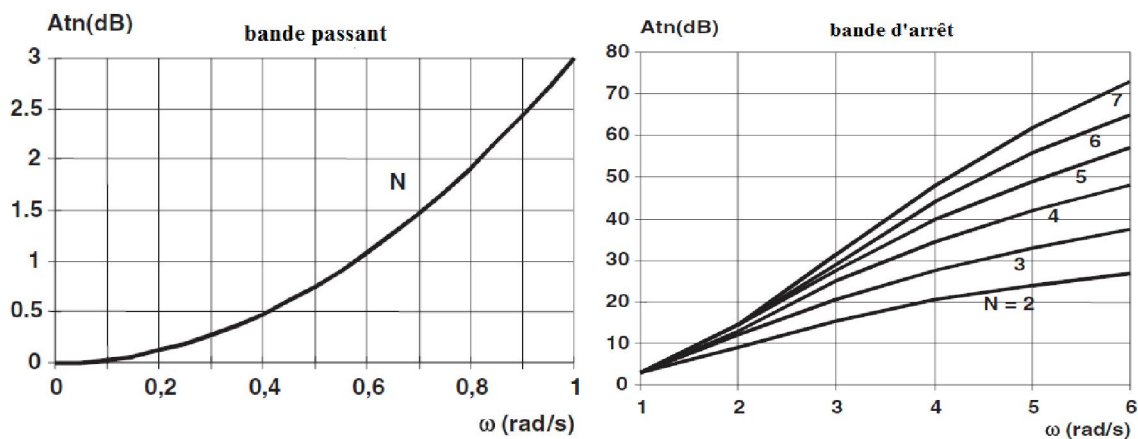


Figure II. 10 Réponse Bessel LPF pour $N=2$ jusqu'à 7.

II.4. Principales topologies planaires des filtres passe-bande

Les filtres planaires ont pour avantages un très faible encombrement, un poids très réduit, et un excellent degré d'intégration avec les dispositifs micro-ondes. En revanche, leurs points faibles restent leur limitation aux faibles puissances et surtout leurs performances électriques aux hautes fréquences pour lesquelles, les pertes métalliques, diélectriques et par rayonnement augmentent [21].

II.4.1. Filtres à éléments localisés

Ce type de filtres correspond à la transcription directe d'un modèle équivalent basse fréquence micro-onde. Les éléments réactifs localisés sont réalisés en technologie CMS pour les filtres sur PCB ou intégrés pour les filtres MMIC. Par exemple, les inductances

peuvent être réalisées sous formes de ligne en méandres et en spirale Figure (II.11), les capacités à l'aide de lignes interdigitales ou de diélectriques séparant la surface métallique Figure (II.12). Les éléments hybrides doivent avoir des dimensions géométriques faibles devant la longueur d'onde. Sur la Figure (II.11), la valeur de l'inductance maximale atteinte avec une géométrie en spirale est de 10 nH. Alors que la capacité interdigitale est plus utilisée pour des faibles valeurs de la capacité (inférieure à 1 pF), la valeur maximale atteinte par une capacité MIM est de l'ordre de 30 pF. En plus de la compacité, ils présentent les avantages de faible coût et de facilité de conception.



Figure II. 11 Inductances localisées. (a) en méandres. (b) en spirale.

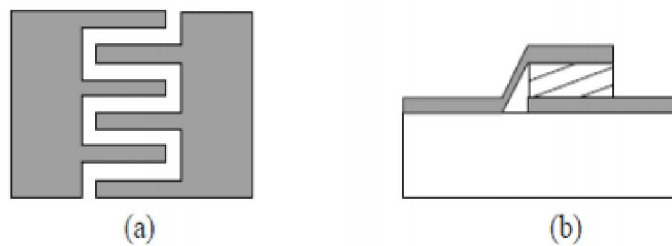


Figure II. 12 Capacités localisées. (a) interdigitale. (b) MIM.

Cependant, leur faible facteur de qualité qui ne dépasse pas 50, entraîne des pertes importantes.

II.4.2 Filtres à saut d'impédance

Le filtre à saut d'impédance est un filtre passe-bas qui consiste en une cascade alternant des lignes de transmission de faible et de haute impédance caractéristique. Ces lignes, plus courtes que la longueur d'onde, agissent comme des éléments semi-localisés. En effet, une ligne de haute impédance est équivalente à une inductance série alors qu'une ligne de faible impédance remplace une capacité en parallèle. Le schéma de principe d'un filtre d'ordre 5 est donné sur la Figure (II.13).



Figure II. 13 Circuit électrique d'un filtre à saut d'impédance d'ordre 5.

II.4.3 Filtres à stubs

Dans le filtre à saut d'impédance, la capacité en parallèle est réalisée par une ligne de faible impédance caractéristique. Quand l'impédance est très faible, la structure physique ressemble plus à des stubs perpendiculaires à la ligne principale. Les filtres à stubs peuvent ainsi être utilisés pour concevoir des filtres passe-bas comme le montre la Figure (II.14). Un stub à circuit ouvert d'impédance Z_s et de longueur l est équivalent à la fréquence ω à une susceptance :

$$C_\omega = \frac{1}{Z_s} \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} L\right) \text{ pour } l < l_0/4 \quad (\text{II. 16})$$



Figure II. 14 Structure d'un filtre à stub en micro-ruban.

Par contre, la réponse d'un passe bas à stubs n'est pas identique à celle d'un filtre à saut d'impédance. Par exemple, un stub de longueur électrique égale à 30° à la fréquence de coupure entraîne un zéro de transmission au triple de la fréquence de coupure. La présence de ces zéros de transmission est responsable de la modification de la réponse en dehors de la bande passante du filtre à stubs par rapport au filtre à saut d'impédance. Similaire au filtre passe-bas à saut d'impédance, ce type de filtres a des applications limitées à cause des lobes secondaires et de la faible sélectivité.

II.4.4 Filtres à base de résonateurs

Les filtres à base de résonateurs couplés sont bien adaptés pour les faibles bandes passantes, inférieures à 20 %.

II.4.4.1. Résonateurs demi-onde

Ces résonateurs présentent une longueur égale à la moitié de la longueur d'onde à la fréquence fondamentale de résonance f_0 . Des résonances peuvent également apparaître aux fréquences $(2k + 1).f_0$, avec $k = 1, 2, 3, \dots$. Les topologies de filtres à résonateurs demi-onde couplés en série, en parallèle et à couplage croisé sont traitées successivement.

a) Résonateurs demi-onde couplés en série

La Figure (II.15) présente la topologie de filtres à résonateurs demi-onde couplés en série. Le couplage qui se fait au niveau des gaps entre deux résonateurs voisins est de nature capacitive.

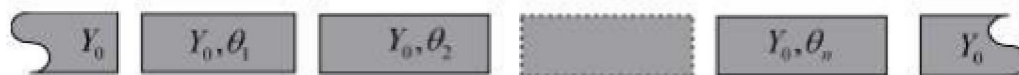


Figure II. 15 Topologie d'un filtre à résonateurs couplés en série.

b) Résonateurs demi-onde couplés en parallèle

Ces filtres sont constitués de résonateurs demi-onde couplés en parallèle sur la moitié de leur longueur avec les résonateurs adjacents. Cette disposition assure un plus fort couplage entre les résonateurs Figure (II.16), et permet de concevoir des filtres possédant une bande passante plus large que celle de la topologie à lignes couplées en série.

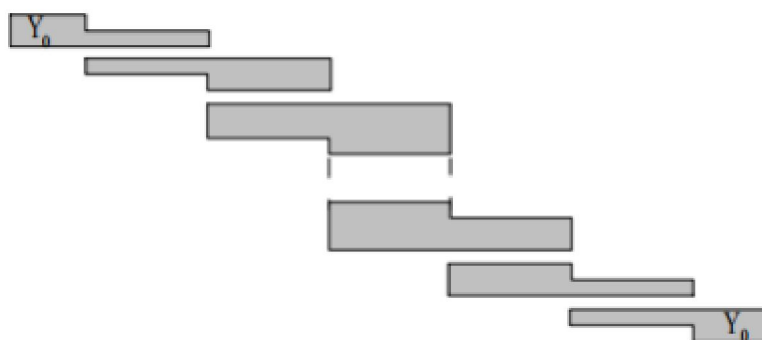


Figure II. 16 Topologie d'un filtre à résonateurs couplés en parallèle.

II.4.4.2. Résonateurs à quart-d 'onde

Ces résonateurs distribués présentent une longueur égale au quart de la longueur d'onde à la fréquence fondamentale de résonance f_0 . Deux types de résonateurs seront décrits : les résonateurs en peigne et les résonateurs interdigités.

II.5. Technologies planaires

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

Dans cette partie, une brève description des caractéristiques des différentes topologies de lignes planaires utilisées dans le domaine du filtrage est présentée, à savoir les topologies micro ruban, coplanaire, coplanaire strip-line (CPS), à fente et multicouche [4].

II.5.1 Topologie micro-ruban (en anglais micro-strip)

La technologie micro-ruban demeure la structure planaire la plus utilisée pour la réalisation des dispositifs microondes et millimétriques, ceci grâce à la souplesse technologique qu'elle offre. La ligne micro-ruban est constituée d'un substrat diélectrique d'épaisseur h métallisé sur sa face inférieure (plan de masse) et supportant, sur sa face supérieure, un ruban métallique de largeur w voir Figure (II.17) [21].

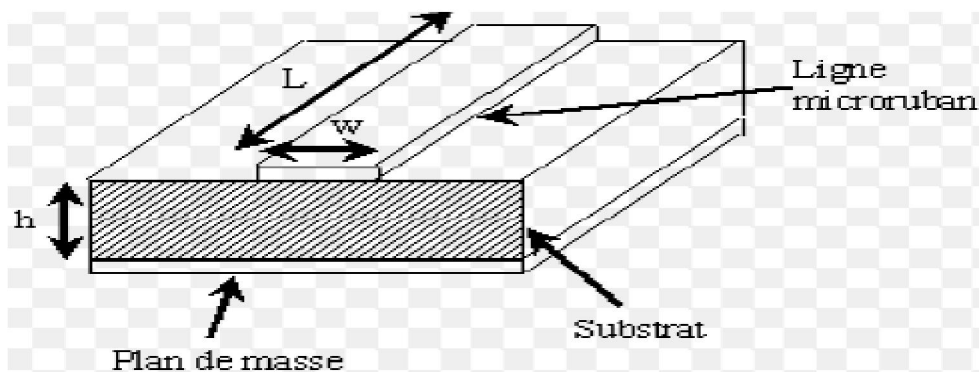


Figure II. 17 Ligne micro-ruban.

Comme le montre la Figure (II.18), les lignes de champ électrique convergent vers le substrat. Bien que sa géométrie soit relativement simple, cette structure supporte un mode quasi-TEM et de ce fait est dispersive. Ces lignes de transmission sont caractérisées par une impédance caractéristique et par une permittivité relative effective qui dépendent de la largeur du ruban et des caractéristiques du substrat.

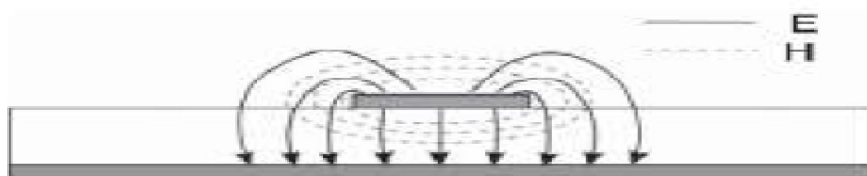


Figure II. 18 Représentation des lignes de champ.

Différentes topologies de filtres réalisables sur la base de cette technologie planaire micro- ruban vont être présentées Figure (II.18).

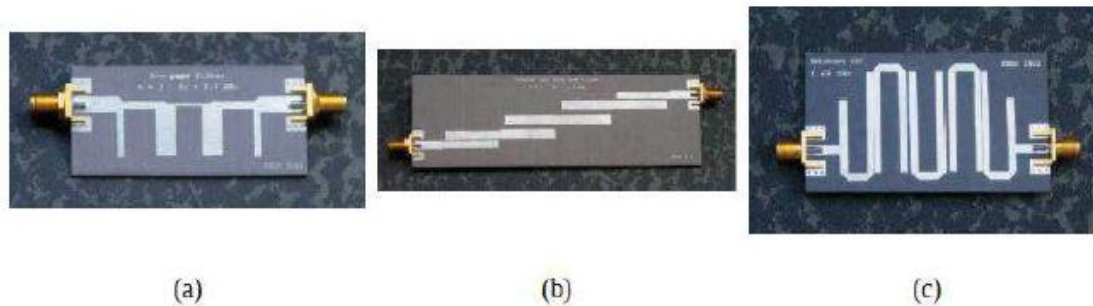


Figure II. 19 Exemple de filtres micro-ruban, filtre à stubs(a), filtre à lignes complées(b), filtre hairpin(c).

Un récapitulatif des topologies micro-ruban décrites est présenté dans **Le tableau II.1.**

Tableau II. 1 Un récapitulatif des topologies micro-ruban.

	Filtre à stubs	Filtre à ligne couplées	Filtre DBR
Bande passante relative	Moyen à large 20 à 80%	Faible <20%	Faible à très faible quelques % à 20%
Facteur de qualité	≈80	≈120	≈180

II.5.2. Avantages et inconvénients

a) Avantages

La technologie micro-ruban permet une implémentation aisée des éléments en série. Le procédé technologique de réalisation des circuits est simple et bien maîtrisé. Le report des éléments actifs ne pose pas trop de problème et les bibliothèques de modèles sont relativement fournies [21].

b) Inconvénients

Le problème majeur rencontré avec cette technologie est l'implantation des éléments en parallèle et le report de masse (ou court-circuit). Pour réaliser des courts-circuits, il faut avoir recours aux trous métallisés (vais) qui peuvent être gênant car ils créent des effets parasites nuisibles aux performances électriques. De plus la plage d'impédances caractéristiques réalisables est restreinte une fois que les caractéristiques du substrat sont fixées [21].

II.5.3. Caractéristiques générales d'une ligne micro ruban

Les caractéristiques d'une ligne micro-ruban, telles que l'impédance caractéristique Z_0 , la vitesse de phase v_p et la constante diélectrique effective ϵ_{eff} dépendent toutes de sa géométrie et de la constante diélectrique relative ϵ_r du substrat [4].

II.5.3.1. Approximation Quasi-TEM

La ligne micro-ruban constitue un milieu de propagation non homogène, puisqu'elle est constituée de deux milieux de propagation différents qui sont l'air et le substrat. Le mode de propagation dominant dans cette structure est un mode hybride, qui possède six composantes non nulles du champ électromagnétique. Cependant vu la faible amplitude des composantes longitudinales celles-ci peuvent être négligées en dessous de certaines fréquences, puisque leurs amplitudes sont nettement plus petites par rapport aux amplitudes des champs transverses. Le mode hybride dominant est alors remplacé par un mode Quasi-TEM.

II.5.3.2. Permittivité diélectrique

La ligne micro-ruban est un milieu de propagation inhomogène, constitué de deux milieux diélectriques différents (air, substrat). Cette discontinuité des milieux de propagation rend difficile l'étude et l'analyse de la structure. Une solution technique à ce problème électromagnétique consiste à introduire une nouvelle quantité nommée permittivité effective. Cette quantité est considérée constante pour les modes quasi-TEM, alors qu'elle dépend de la fréquence pour les modes d'ordres supérieurs. La détermination de la valeur exacte de la permittivité effective est un point très important, puisque l'impédance caractéristique de la ligne est évaluée en fonction de cette quantité.

$$p \frac{w}{h} \leq 1 : \epsilon_e = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left[\left(1 + \frac{12}{w/h}\right)^{\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right] \quad (\text{II.17})$$

$$p \frac{w}{h} > 1 : \epsilon_e = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left(1 + \frac{12}{w/h}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.18})$$

II.5.3.3. Impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban

Les expressions de l'impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban dépendent de la longueur L du ruban métallique, de sa largeur w , de l'épaisseur h du substrat hauteur et de sa permittivité effective du diélectrique ϵ_{reff} .

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

$$p \frac{w}{h} \leq 1 : Z = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} L \left(\frac{8h}{w_e} + \frac{w_e}{4h} \right) \quad (\text{II.19})$$

$$p \frac{w}{h} > 1 : Z = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} L \left(w_e + 1.393 + 0.667 * L \left[\frac{w_e}{h} + 1.444 \right] \right) \quad (\text{II.20})$$

Notez qu'au niveau de la précision, lorsque $0,05 < w/h < 20$, l'erreur relative sur l'impédance Caractéristique Z_c est inférieure à 1%.

Notez aussi que dans les expressions (1.3) et (1.4) w_{eff} est la largeur équivalente du ruban donnée par:

$$p \quad \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi}: \quad \frac{w_e}{h} = \frac{w}{4h} + \frac{1.25t/h}{\pi} \left(1 + L \left(4h \frac{w/h}{t/h} \right) \right) \quad (II.21)$$

$$p \quad \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi}: \quad \frac{w_e}{h} = \frac{w}{4h} + \frac{1.25t/h}{\pi} \left(1 + L \left(\frac{2}{t/h} \right) \right) \quad (II.22)$$

II.5.3.4. Synthèse d'une ligne micro-ruban

Elle permet de déterminer les caractéristiques physiques de la ligne pour réaliser une impédance caractéristique [1] :

$$p \quad \frac{w}{h} < 2: \quad \frac{w}{h} = \frac{8e.(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (II.23)$$

$$A : A = \frac{Z}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (II.24)$$

$$p \quad \frac{w}{h} > 2 : \quad \frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - L(2B - 1) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\epsilon_r} \left[L(B + 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (II.25)$$

$$A : B = \frac{377\pi}{2Z\sqrt{\epsilon_r}} \quad (II.26)$$

II.5.4. Affaiblissement d'une ligne micro-ruban

L'atténuation des signaux au cours de leur propagation sur les circuits micro-rubans est principalement due à quatre causes [4]:

- ❖ 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 ;

D'autres pertes beaucoup plus faciles à maîtriser et à évaluer. Plusieurs facteurs affectent le comportement des lignes micro-rubans.

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

Il y a trois principaux types de pertes dans les lignes micro-rubans: dans les conducteurs, dans les diélectriques et par rayonnement.

II.5.5. Discontinuité dans les lignes micro-rubans

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

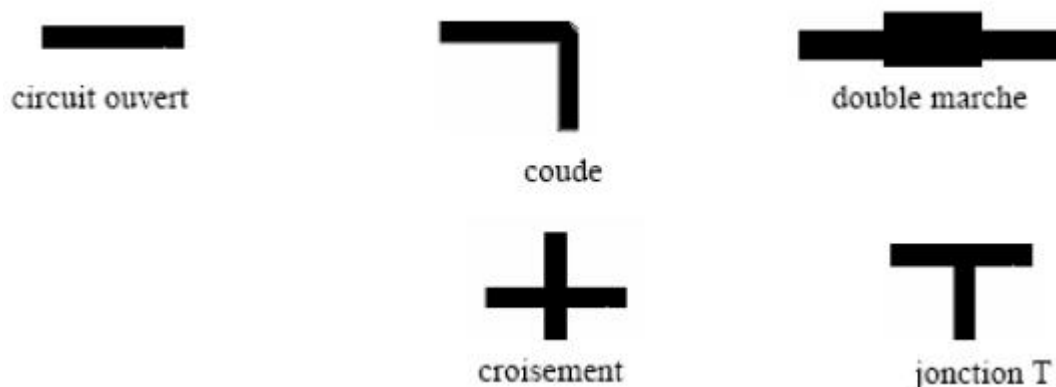


Figure II. 20 Principales discontinuités.

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 [1].

II.6. Conclusion

Le filtre hyperfréquence est un réseau à deux ports utilisé pour contrôler la réponse en fréquence à un point spécifique d'un système de communication en fournissant une transmission à fréquences dans la bande passante et atténuation dans la bande d'arrêt d'un filtre.

Dans ce chapitre on a donné les différents filtres RF avec leurs caractéristiques. On s'y intéresse spécialement aux filtres micro-ruban qui présentent une nouvelle technologie planaire. Pour pouvoir traiter ces filtres on a besoin d'utiliser des outils de développement avant toute réalisation. Actuellement les fameux simulateurs les plus utilisés sont ADS et CST. Les étapes d'exploitation et la création d'un projet vont être sollicitées dans le chapitre suivant.



CHAPITRE III

- Présentation des logiciel ADS et CST

III.1. Introduction

Durant ces dernières décennies, l'évolution permanente des techniques permettant la résolution des équations de Maxwell a introduit des outils informatiques en électromagnétisme très performants et facilement exploitables et il a augmenté également la demande pour le développement des outils dans le domaine des communications. Ces outils sont de plus en plus immergés dans l'analyse et la conception de dispositifs hyperfréquences utilisés dans les applications micro-ondes et de communications sans fil, et plus particulièrement dans la conception et la réalisation des filtres micro-rubans. Un filtre idéal du point de vue de l'utilisateur et du fabricant est très petit, possède une bande passante suffisante, est sans perte et bien adaptée. Dans la plupart des cas les contraintes d'ordre théorique et pratique en font un objectif impossible à atteindre, mais l'art de l'ingénierie consiste bien entendu à l'approcher le plus près possible.

Les logiciels de simulation disponibles dans le commerce utilisent des différentes méthodes numériques. Le choix d'un logiciel de simulation dépend donc du problème à résoudre par exemple la taille, le type et le matériau de la structure, la complexité de la géométrie.

Ce chapitre est dédié particulièrement à la présentation des deux logiciels CST et ADS et à la description de leurs principes d'utilisation. Autrement dit, montrer comment créer, simuler, et analyser un projet en utilisant l'environnement de conception CST "microwave studio" et ADS « *Advanced Design System* ».

III.2. Présentation du logiciel ADS

III.2.1. Description de Logiciel ADS

ADS « Advanced Design System » signifie « conception des systèmes avancés » est un logiciel développé par la société « Keysight Technologies », destiné à aider au développement des systèmes électroniques mixtes analogiques hyperfréquences et numériques, dans une interface puissante et facile à utiliser. Il fournit un environnement de conception intégré aux développeurs de produits électroniques RF tels que la téléphonie mobile, les réseaux sans fils, les communications par satellite, les systèmes radar et les liaisons de données à haute vitesse. ADS prend en charge toutes les étapes du processus de conception en allant du schéma d'un montage dans (capture schématique), appelé également création d'un design jusqu'au circuit imprimé. On peut faire également la simulation de circuit dans le domaine fréquentiel et temporel et la simulation du champ électromagnétique, permettant à l'ingénieur de caractériser et d'optimiser complètement une conception RF sans changement d'outils [22.23].

III.2.2. Principaux avantages d'ADS

- C'est un ensemble complet et intégré de système rapide, précis et facile à utiliser, circuits et EM simulateurs permettent la réussite de la conception de premier passage dans un flux de bureau complet.
- Design Guides spécifiques à l'application bourré d'expertise dans une interface facile à utiliser.
- ADS a une bonne réputation plus tôt que d'autres par les principaux partenaires de l'industrie et de la fonderie [24].

III.2.3. Création d'un espace de travail dans l'ADS

Pour créer un espace de travail (**workspace**), dans ADS on doit effectuer les étapes suivantes Figure (III.1) [25]:

- 1- Sélectionnez **File>New>Workspace** dans la fenêtre principale de l'ADS. La boîte de dialogue **New Workspace** va être affichée.
- 2- Donner un nom de l'espace de travail (**workspace**) par exemple *bandpassfilter_wrk*.
- 3- Choisir un emplacement de l'espace de travail qui contient votre travail dans (**New workspace**); Cette dernière est créer par défaut dans **C:\User\Public** .On peut la modifier dans (**Create in**). Une fois terminer nous cliquant sur **Create Workspace**.

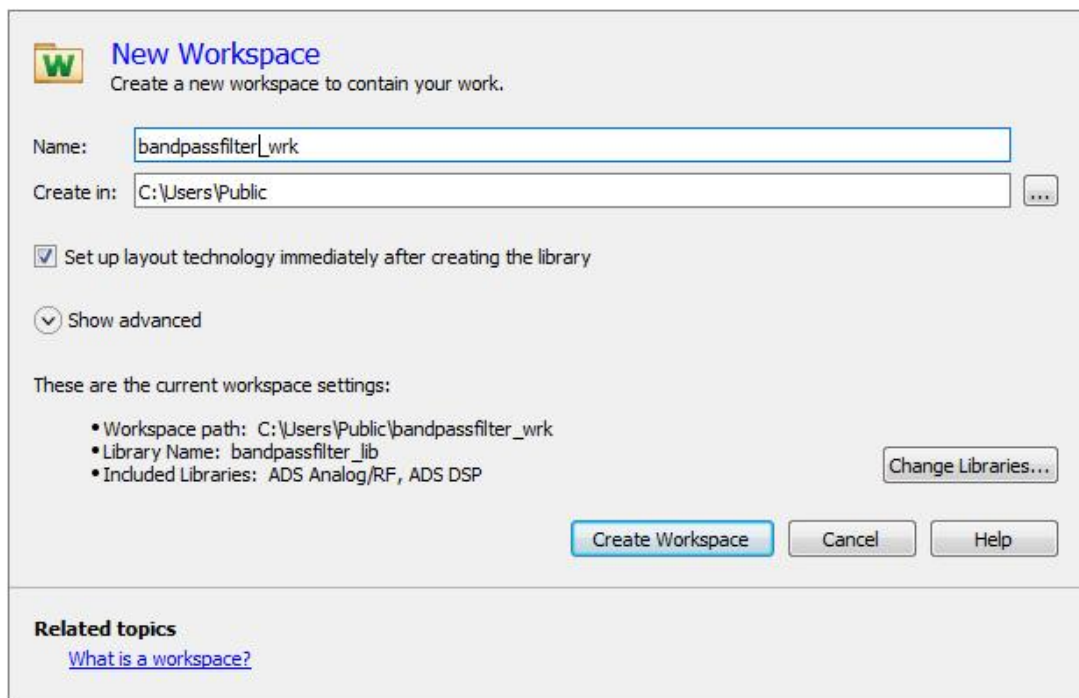


Figure III. 1 Création d'un nouveau projet.

4- Cliquer sur *Change Libraries*.

La boîte de dialogue de la bibliothèque ADS s'affiche avec les bibliothèques ADS sélectionnées par défaut Figure (III.2). Vous pouvez également changer cette sélection une fois que *workspace* est sélectionné. Il est à noter que PDK est un type de bibliothèque, et la gestion des commandes de toutes les bibliothèques peuvent être appliquée aux PDK.

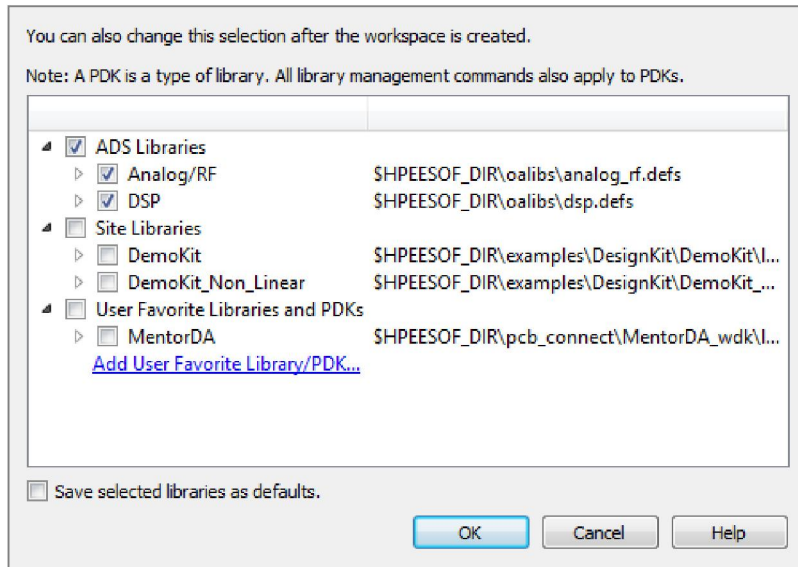


Figure III. 2 La boîte de dialogue de la bibliothèque ADS.

- 5- Cliquez sur **OK** La page nom de la bibliothèque s'affiche avec le nom de bibliothèque par défaut, tel que *bandpassfilter_lib*, lorsque vous cliquez sur Afficher les paramètres avancés.
- 6- Cliquez sur Créer un espace de travail. La boîte de dialogue "*Choose Technologie for library*" apparaît avec la technologie par défaut, telle que Créer une technologie de PCB Figure (III.3).

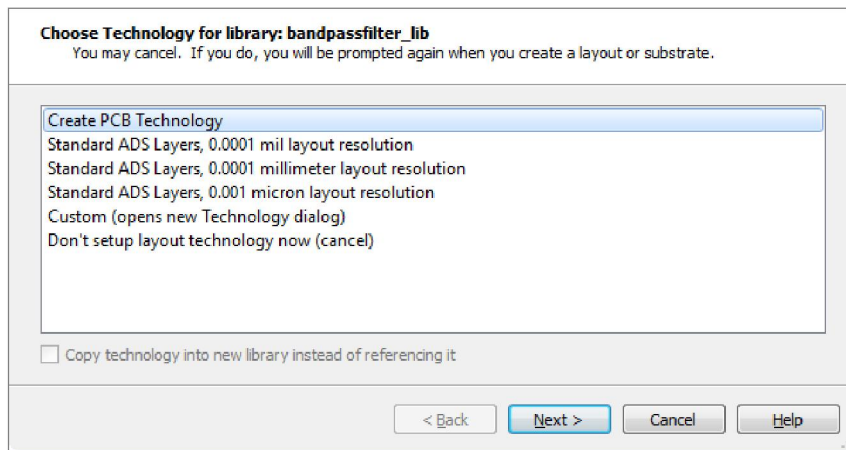


Figure III. 3 La boîte de dialogue "Choose Technologie for library".

- 7- Cliquez sur *Next* La page de base est affichée exprimée par PCB LayoutTechnologySetup. Conservez les paramètres par défaut.
- 8- Cliquez sur *Finish* Le fichier dans ADS ayant le nom de *bandpassfilter_wrk* est créé.

Afin d'éclaircir ce logiciel il est impératif de décrire les différentes fenêtres qu'on peut rencontrer

III.2.4. Différentes fenêtres de l'ADS

ADS range ses fichiers au sein de « projets » : il s'agit d'une structure hiérarchique de fichiers et répertoires désignés par un nom unique contenant [25].

- ✓ Les schémas (*design*) donné par la Figure (III.4).
- ✓ Les résultats (*data display*) donné par la Figure (III.5).
- ✓ Les masques de circuits (*layouts*) donné par la Figure (III.6).

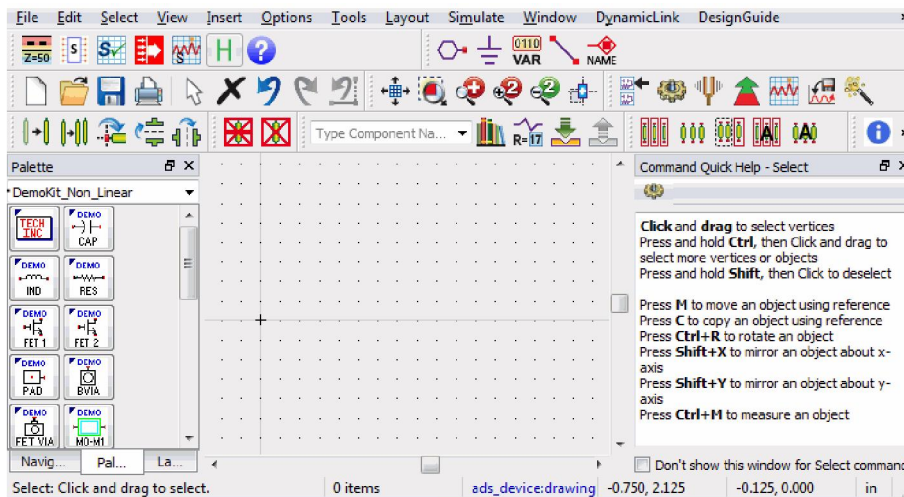


Figure III. 4 Fenêtre de schémas.

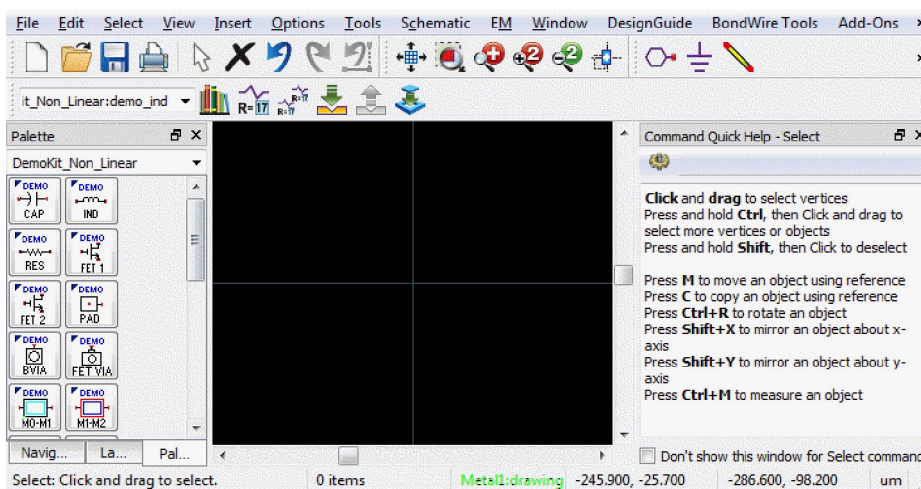


Figure III. 5 Fenêtre de masques de circuits.

b) Filtres passe- bande utilisant des couplés parallèlement

La Figure (III.9) montre une structure géométrique à micro strip. Les conditions de circuit ouvert et le chemin de transmission associé. Afin d'éclaircir la procédure de développement avec le logiciel ADS, un exemple de conception se basant sur des structures géométriques à micro strip, va être élaboré [27].

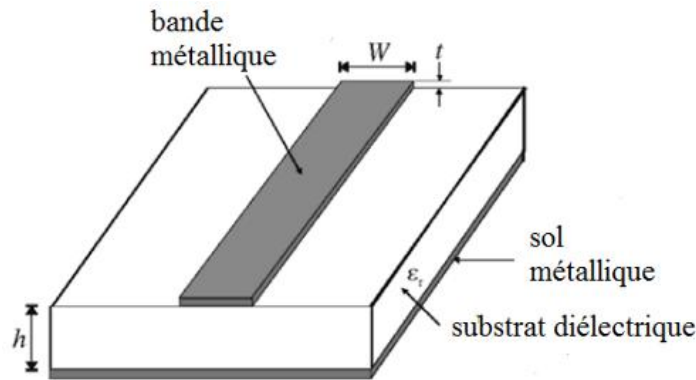


Figure III. 9 Schéma d'un filtre avec ligne micro-strip.

Lorsque nous connectons des structures de blocs en cascade, il est souhaitable d'adapter les pôles des éléments adjacents. En d'autre terme, on est en train de trouver l'image de leur impédance. L'impédance d'entrée au port 1, Z_{in} et l'impédance de charge au port 2, Z_L sont donnée par les équations ci-dessous :

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad (\text{III.1})$$

$$Z_L = \frac{-V_2}{I_2} = \frac{DZ_{in} + B}{CZ_{in} + A} \quad (\text{III.2})$$

V_1, V_2 représentent les tensions d'entrée et de sortie respectivement, et I_1, I_2 les courants d'entrée et de sortie.

Afin obtenir un filtre passe-bande efficace, nous devons utiliser des éléments micro strip en cascade au lieu d'un seul élément. La Figure (III.10) ci-dessous illustre le principe de ce filtre.

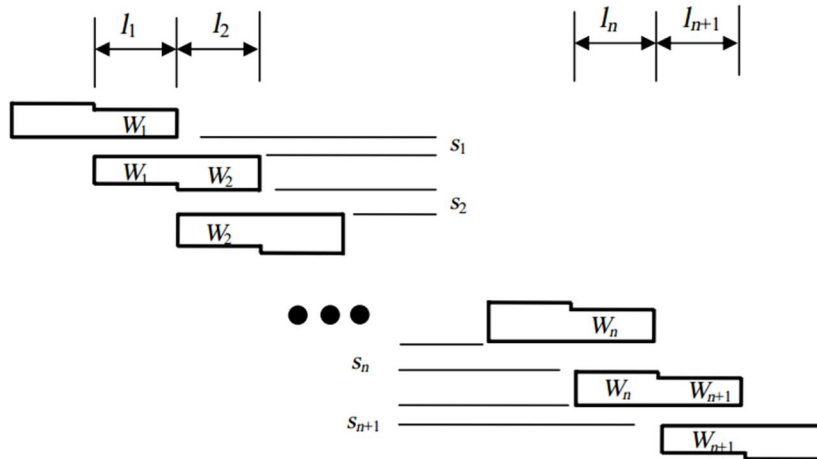


Figure III. 10 Concevoir un passe-bande avec des lignes micro strip en cascade.

Nous utilisons les équations suivantes (il a 3 modes) pour la conception du filtre passe-bande couplés en parallèle.

Les équations suivantes sont utilisées pour concevoir des filtres.

$$\Omega = \frac{\omega_c}{\omega_u - \omega_l} \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right) \tag{III.3}$$

Nous devons obtenir l'ordre du filtre après le calcul de Ω à l'aide de la table de Chebyshev, puis nous utilisons les équations suivantes:

Maintenant, nous calculons les admittances caractéristiques (les différentes J_i) en utilisant les équations suivantes (il y a 3 modes)

Mode 1: Nous utilisons l'équation suivante pour calculer $Z_0 J_{0,1}$:

$$Z_0 J_{0,1} = \sqrt{\frac{\pi BW}{2g_0 g_1}} \tag{III.4}$$

Mode 2: Nous utilisons l'équation suivante pour calculer $Z_0 J_{i,i+1}$:

$$Z_0 J_{i,i+1} = \frac{\pi BW}{2\sqrt{g_i g_{i+1}}} \tag{III.5}$$

Mode 3: Nous utilisons l'équation suivante pour calculer $Z_0 J_N, N + 1$:

$$Z_0 J_{0,1} = \sqrt{\frac{\pi BW}{2g_N g_{N+1}}} \tag{III.6}$$

Où $g_0, g_1 \dots g_n$ sont les éléments prototype passe-bas avec une valeur de coupure normalisée $\Omega_c = 1$, et BW est la bande passante fractionnelle du filtre passe-bande. $J_{i,i+1}$ sont les admittances caractéristiques *J-inverterset* Z_0 est l'impédance caractéristique des lignes principales. Pour réaliser les *J-inverters* obtenus ci-dessus,

Après les calculs, les résultats ont été obtenus selon le tableau suivant:

Tableau III. 1 Calculer de Z_0J_{is} .

i	$Z_0J_{i,i+1}$
0	0.2882
1	0.1780
2	0.1583
3	0.1780
4	0.2882

Nous devons maintenant calculer l'impédance paire et impaire à l'aide des équations suivantes:

$$Z_{oo|i,i+1} = Z_0 \left[1 - Z_0J_{i,i+1} + (Z_0J_{i,i+1})^2 \right] \quad (\text{III.7})$$

$$Z_{oe|i,i+1} = Z_0 \left[1 + Z_0J_{i,i+1} + (Z_0J_{i,i+1})^2 \right] \quad (\text{III.8})$$

Le tableau suivant est complété par le calcul d'impédance paire et impaire.

Tableau III. 2 Calcul de Z pair, Z impair.

i	Z Pair	Z impair
0	68.56	39.74
1	60.485	42.685
2	59.17	43.34
3	60.465	42.685
4	68.56	39.74

En exploitant l'outil *LineCalc* dans Advanced Design System(ADS) pour faire entrer les impédances paires et impaires afin obtenir les dimensions de la ligne de transmission largeur, l'espacement et la longueur de chaque ligne.

L'impédance caractéristique Z_0 est généralement supposée égale à 50 Ohms

Tableau III. 3 Résultats des paramètres des lignes de transmission

Paramètres	Ligne de transmission 1,5	Ligne de transmission 2,4	Ligne de transmission 3
W(mil)	5.5341	7.0163	7.0900
S(mil)	6.0622	8.3993	9.4558
L(mil)	972.51	960.70	959.09

III.4. Résultats de la simulation

Impérativement, il est nécessaire de connaître les composants du logiciel afin de développer un schéma donné. Nous avons développé un filtre afin de montrer la maîtrise de l'outil de simulation.

Le filtre proposé est présenté ci-dessous

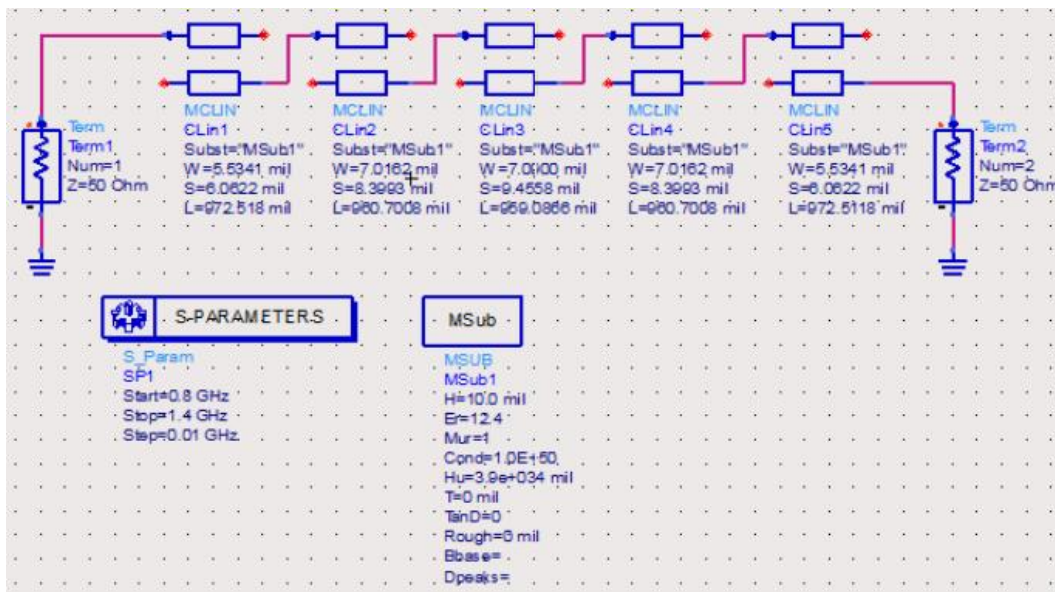


Figure III. 11 Schéma du filtre passe-bande proposé.

Après avoir exécuté le programme qui détermine les quantités perdue et transmise. Il est à noter qu'une ondulation de 3% est admissible pour la bande passante lors de la conception. Les résultats obtenus sont représentés par la Figure (III.12) ci-dessous.

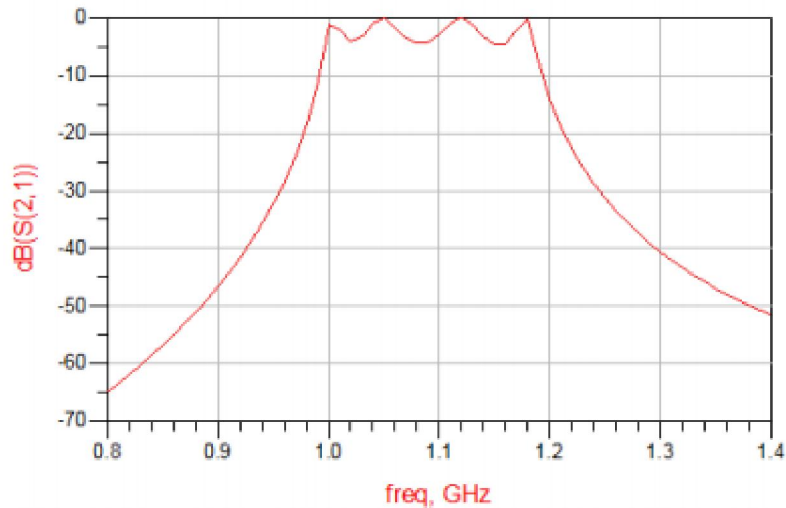


Figure III. 12 Réponse en fréquence du filtre conçu.

Selon la courbe de réponse fréquentielle du filtre, nous constatons que les résultats sont optimaux et dans le cas inverse nous pouvons exploiter le moyen d'optimisation approprié donné par ADS. Finalement, nous devons préparer la carte imprimée Figure (III.13) en utilisant le logiciel ADS adéquat.

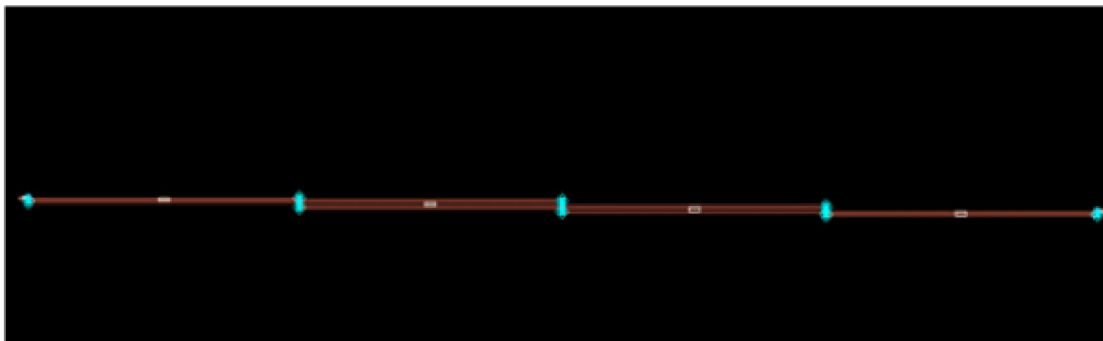


Figure III. 13 Circuit imprimé du filtre proposé (layout).

III.5. Description du logiciel de simulation CST

Fondé en 1992, le logiciel de simulation électromagnétique CST est l'aboutissement de nombreuses années de recherche et de développement dans les solutions les plus efficaces et précises de calcul pour la conception électromagnétique. CST Microwave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passives en 3 dimensions basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (FIT, Finite Integration Technic). Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3D de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. De plus, contrairement à la plupart des logiciels de simulation électromagnétique, CST discrétise

la forme intégrale des équations de Maxwell plutôt que leurs formes différentielles, et ce qui est l'une de ses caractéristiques clé de ce simulateur [28].

CST Microwave Studio fait partie de CST DESIGN STUDIO, et offre un certain nombre de solveurs différents selon le type d'application et du problème rencontré.

III.5.1. Modules de CST

L'outil CST est constitué d'un certain nombre de modules appelés « solveurs » [29].

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. Selon la structure étudiée, le maillage peut être cartésien ou tétraédral.

c) Un Solveur intégral

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

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 et plus encore.

CST nous permet donc de décrire nos dispositifs hyperfréquences à contrôler tels qu'ils sont réalisés en pratique par un empilement de couches de matériaux ayant pour caractéristique soit la permittivité et la tangente de pertes, dans le cas d'un semi-

conducteur, soit la conductivité électrique dans le cas d'un métal à pertes, pour ne citer que les deux matériaux dont sont composés nos dispositifs.

Dans Microwave Studio, chaque cellule du maillage est cubique. L'outil de résolution temporelle remplace les dérivées partielles $\frac{\partial}{\partial t}$ par des différentielles t . Notre projet est basé sur une série de simulations de structures rayonnantes à l'aide d'un logiciel de simulation CST Microwave Studio.

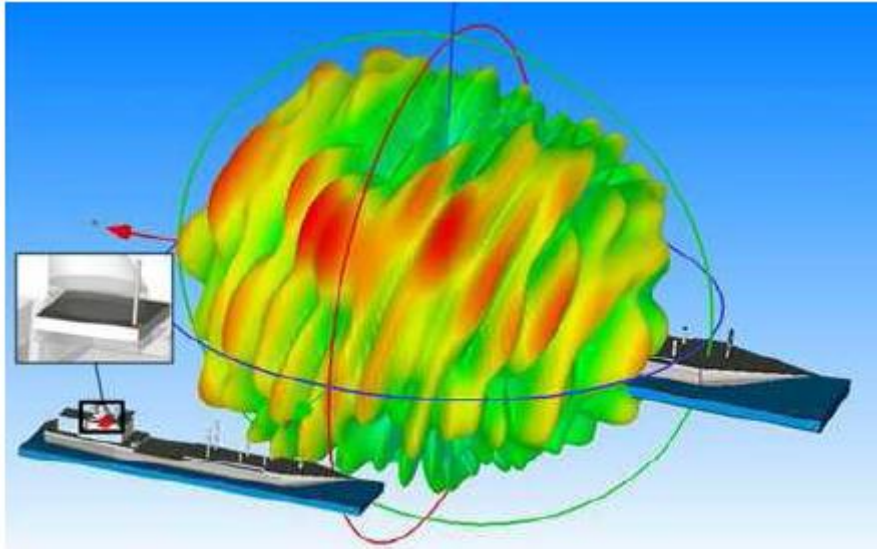


Figure III. 14 Illustration de l'outil CST : modélisation de l'environnement électromagnétique.

III.5.2. Principe du simulateur CST

CST MICROWAVE STUDIO est un logiciel complet pour l'analyse et la conception électromagnétique dans la gamme haute fréquence. Il simplifie l'insertion des structures en fournissant un solide outil de simulation en 3D pour modéliser à la fin chaque élément ou « Component » Figure (III.15) Après cette modélisation, une procédure entièrement automatique de maillage est appliquée avant que la simulation soit lancée.

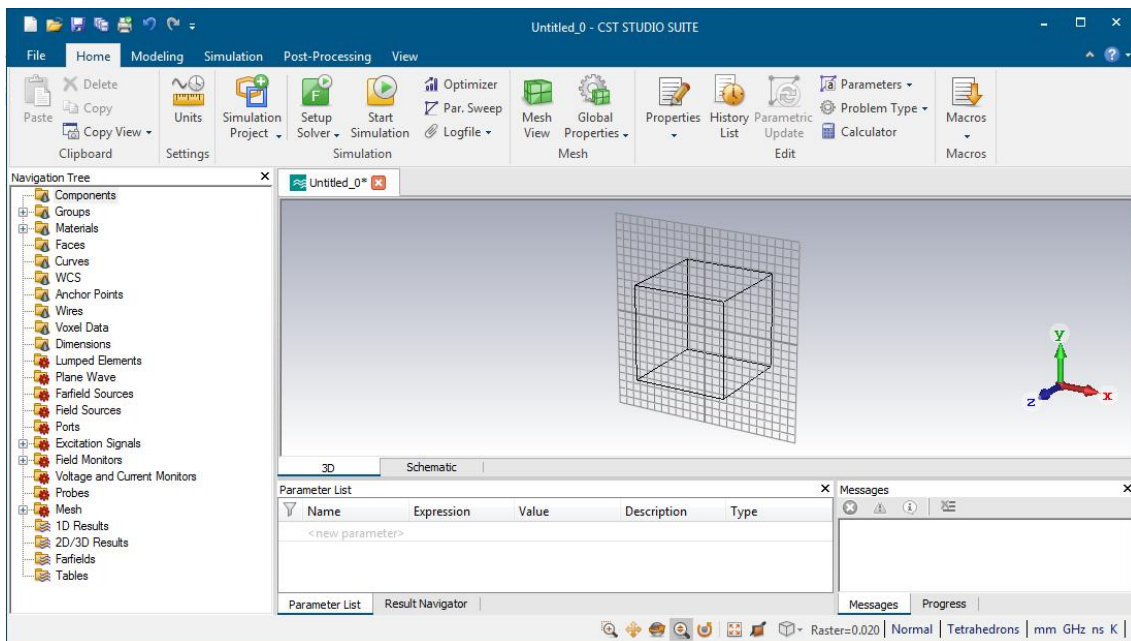


Figure III. 15 Interface Graphique De CST MICROWAVE STUDIO.

Le CST MICROWAVE STUDIO est basé sur la technique d'intégration finie (FIT), présenté en électrodynamique plus de trois décennies, cette technique consiste à échantillonner spatialement les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Le calcul des dérivées spatiales et temporelles s'effectue grâce à l'approximation dite des différences centrées. La région modélisée est représentée par deux grilles de points discrets intercalées d'une demi-maille. Une grille contient les points où sont calculés les champs électriques et l'autre grille contient les points où sont calculés les champs magnétiques. Ainsi chaque composante de champ magnétique est entourée de quatre composantes du champ électrique. Ce formalisme implique d'une part un maillage parallélépipédique et d'autre part que la taille mémoire nécessaire et le temps de calcul d'une simulation FIT, sont directement dépendants du volume borné de la structure simulée, de la dimension de la maille élémentaire et donc du pas spatial choisi [30].

III.5.3. Méthode d'intégration finie(FIT)

FIT a été proposé en (1977) par Thomas Weiland et a été amélioré continuellement au fil des ans. Cette méthode s'applique à l'ensemble de l'électromagnétisme (à partir de l'électricité statique à haute fréquence) et des applications optiques constituent la base pour les outils de simulation commerciale.

La méthode d'intégration finie est probablement la méthode numérique la plus efficace pour la simulation des phénomènes électromagnétique sur le terrain avec le développement le plus dynamique.

En raison de sa capacité à résoudre des problèmes électromagnétiques à la fois dans le temps et dans le domaine fréquentiel, pour une variété de propriétés des matériaux, et à son exceptionnelle précision et efficacité numérique, la FIT a été utilisée dans le monde entier dans la simulation d'une large gamme d'appareils. Par ailleurs, la méthode d'intégration finie contribue, dans la dernière décennie, à des changements fondamentaux de point de vue d'autres méthodes numériques, telles que la méthode des éléments finis [31].

III.5.4. Différents modules d'exécution



Suite studio CST

Les modules de CST STUDIO SUITE sont étroitement intégrés, offrant aux utilisateurs un accès à l'ensemble de la technologie du solveur et permettant la co-simulation circuits et physique [32].

CST MICRO-ONDES STUDIO



Est un outil de pointe pour la simulation rapide et précise d'appareils à haute fréquence. Les domaines d'applications comprennent les micro-ondes et RF, les applications optiques, EDA / électronique et CEM / EMI.

CST EM STUDIO



Pour la conception et l'analyse d'applications EM statiques et basse fréquence telles que moteurs, capteurs, actionneurs, transformateurs et enceintes de blindage.

CST PARTICUL STUDIO



Un produit spécialisé dédié à la simulation entièrement cohérente de particules chargées en mouvement libre. Les applications incluent les canons à électrons, les tubes à ondes progressives, les magnétrons.

CST CABLE STUDIO



Pour l'intégrité du signal et l'analyse CEM / EMI des câbles et des faisceaux de câbles.

CST PCB STUDIO

Pour la simulation des effets d'intégrité du signal et de la puissance et de la CEM / EMI sur les cartes de circuits imprimés

VÉRIFICATION DU CONSEIL DU CST

Un programme de vérification des règles qui lit les formats de fichier de carte courants et vérifie la conception du circuit imprimé par rapport à une série de règles EMC et SI.

CST MPHYSICS STUDIO

Un module pour les simulations thermiques et l'analyse des contraintes mécaniques.

CST DESIGN STUDIO

Un outil polyvalent qui facilite la co-simulation 3D EM / circuit, la simulation et la synthèse de système.

III.5.5. Méthode qui décrit la structure

Les méthodes qui décrivent la structure sont :

- Modélisation du diélectrique.
- Modélisation du conducteur interne à l'intérieur de la partie diélectrique.

Après démarrage de l'environnement CST de conception et la création d'un nouveau projet CST Microwave Studio, la sélection du modèle de base doit être le plus proche possible du diélectrique à concevoir [28].

III.5.6. Etapes à suivre pour une bonne simulation

Les étapes nécessaires pour la réussite d'une simulation :

- Définition des unités.
- Définition des matériaux de base.
- Modélisation de la structure.
- Définition de la gamme de fréquence.
- Définition des ports et des conditions aux limites.
- Début de la simulation.

Après avoir défini ces paramètres, la simulation est apte à être lancée [28].

III. 6. Exemple D'un Projet En CST

III.6.1.Démarrer Le Logiciel

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

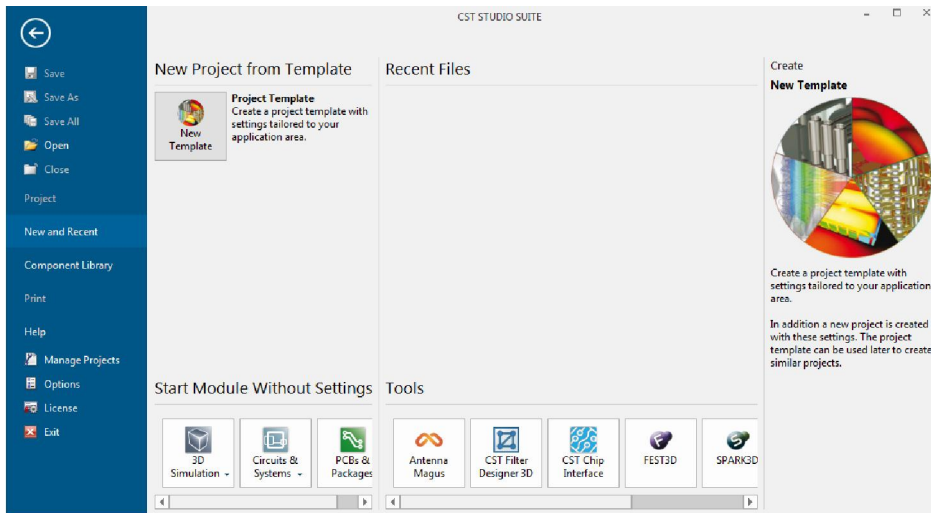


Figure III. 16 Fenêtre D'accueil.

Dans cette boîte de dialogue, sélectionnez *CSTMICROWAVESTUDIO* et cliquez sur **OK**

Une fois le module correspondant est initialisé, vous verrez une fenêtre similaire à la suivante

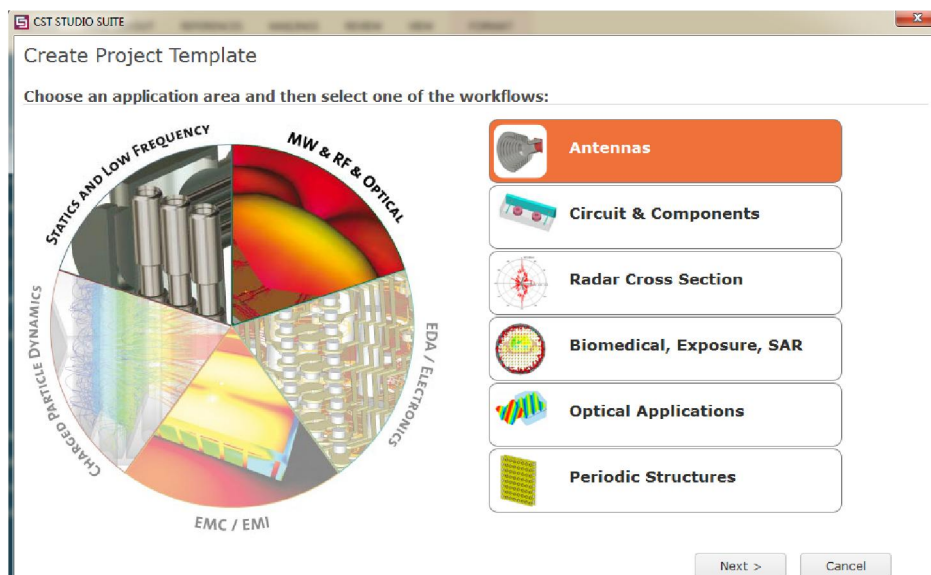


Figure III. 17 Fenêtre pour créer le domaine de travail.

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



Figure III. 18 Fenêtre du Choix du composant qu'on va traiter.

Sélectionner *<Planar (patch, slot, etc)>*, cliquez sur LE bouton *NEXT*. Une nouvelle liste apparait

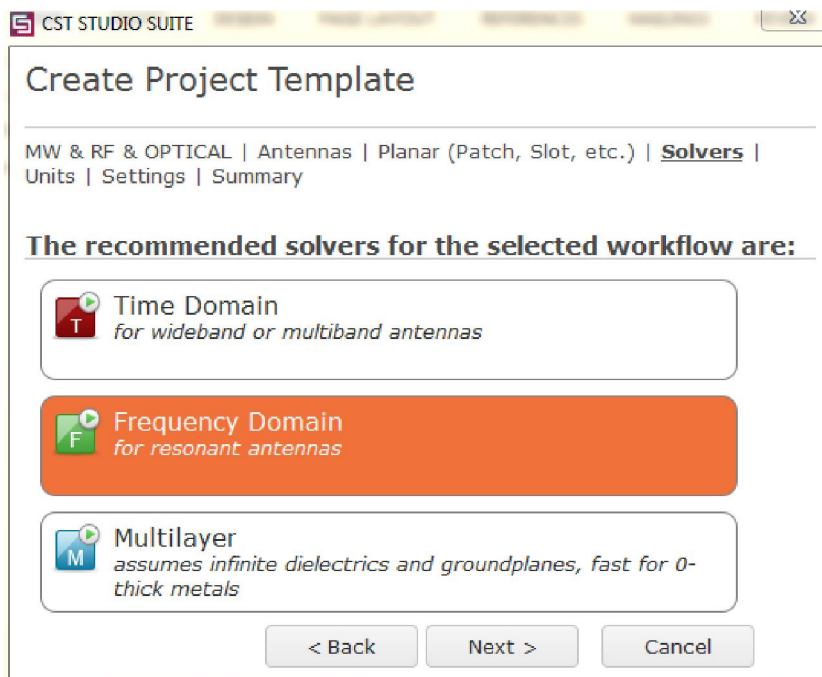


Figure III. 19 Fenêtre du Choix du domaine qu'on va traiter.

Sélectionner *<FREQUENCY DOMAIN>*, cliquez sur le bouton *NEXT*. Une nouvelle liste apparait.

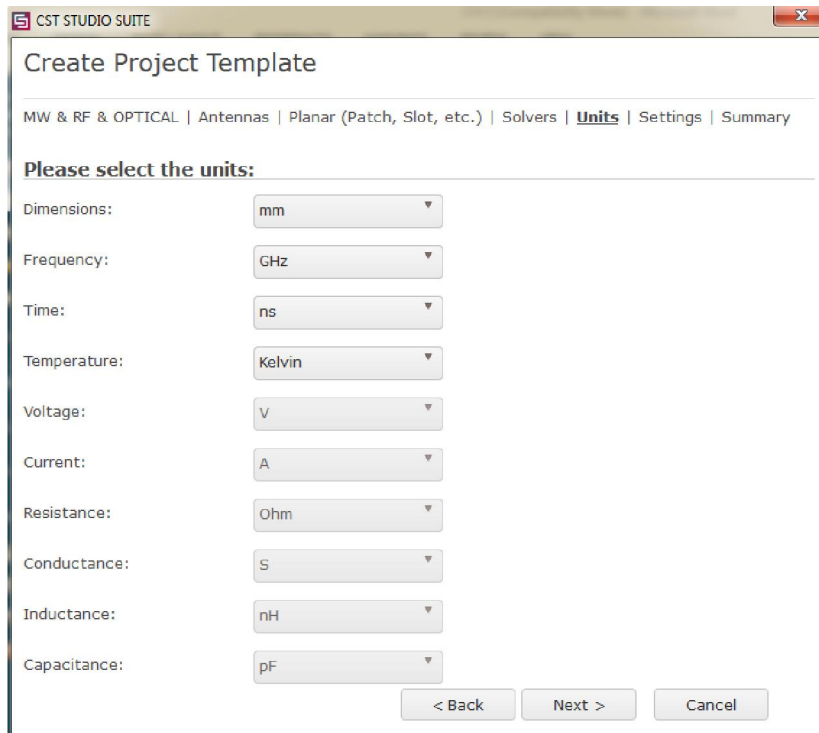


Figure III. 20 Liste des paramètres et unités.

Cette fenêtre permet de changer les unités utilisées pour la structure d'un filtre micro-ruban (les dimensions, fréquence, temps, température, ...), en suite cliquez sur *<Next>*.

Une nouvelle fenêtre apparait pour définir un intervalle de fréquence.

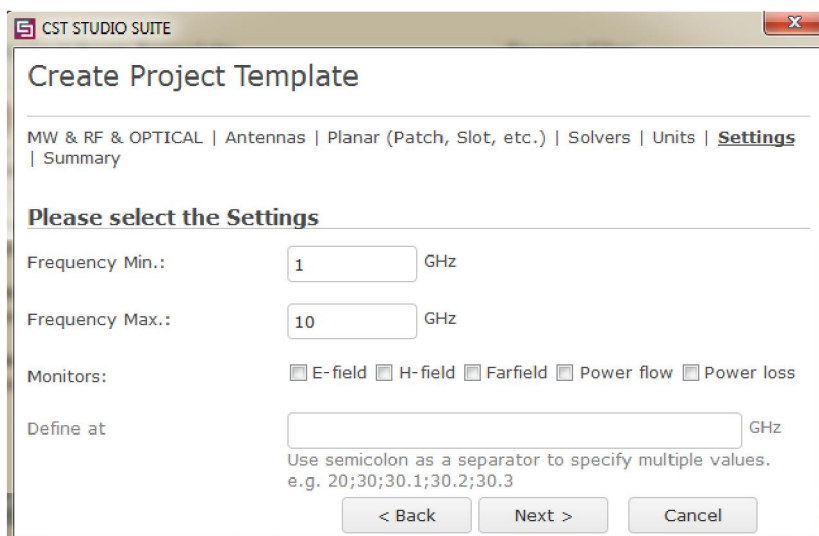


Figure III. 21 Gamme de fréquence de travail.

Sélectionner *<frequency min et frequency max>*, cliquez sur le bouton *NEXT*. Une nouvelle liste apparait.

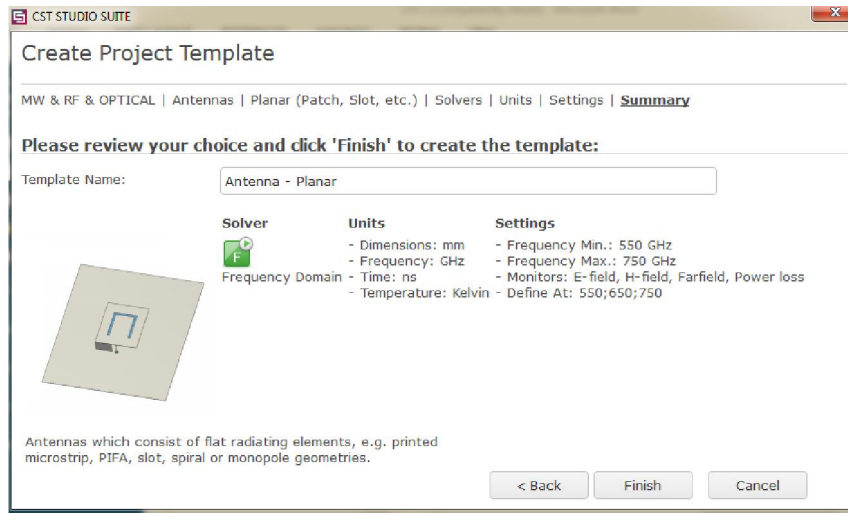


Figure III. 22 Création du modèle (Template).

Clique sur le bouton *<Finish>*

Après on démarre notre structure : filtre micro-ruban.

III.6.2.Aperçu de la structure de l'interface utilisateur

Nous avons donné un exemple par une capture d'écran montrant l'interface du CST Microwave Studio [33].

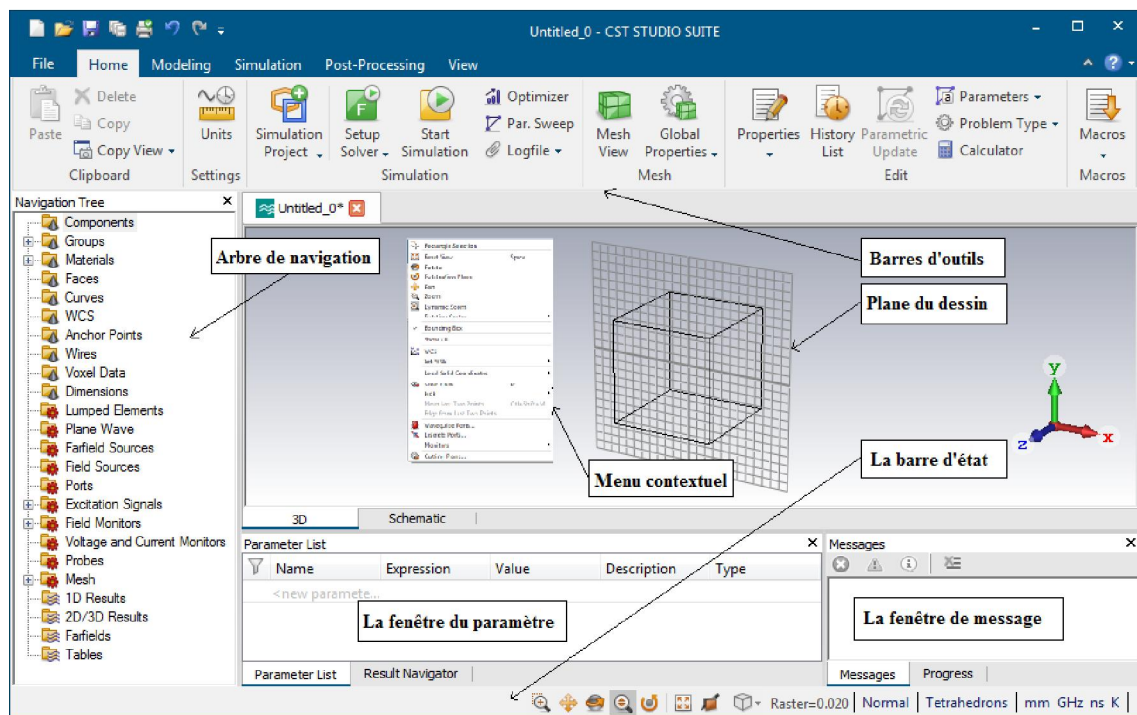



Figure III. 23 Fenêtre principale du logiciel CST.

III.6.3. Créer Le Plan De Masse

- Activez l'outil de briques en cliquant sur l'icône correspondante dans la barre d'outils de l'objet 
- On peut définir un point de départ par un double-clic sur un emplacement sur le plan du dessin.
- Maintenant, on peut sélectionner la base de la face de coin de la brique sur le plan du dessin par double-clic.
- Ensuite, définir la hauteur de la brique en faisant glisser la souris, Double-clique pour fixer la hauteur de la brique.
- Enfin, une boîte de dialogue s'ouvre pour introduire les valeurs numériques de tous les coordonnées et après on va choisir le matériau dans notre cas (PEC : perfect electric conducting) et cliquez sur OK.

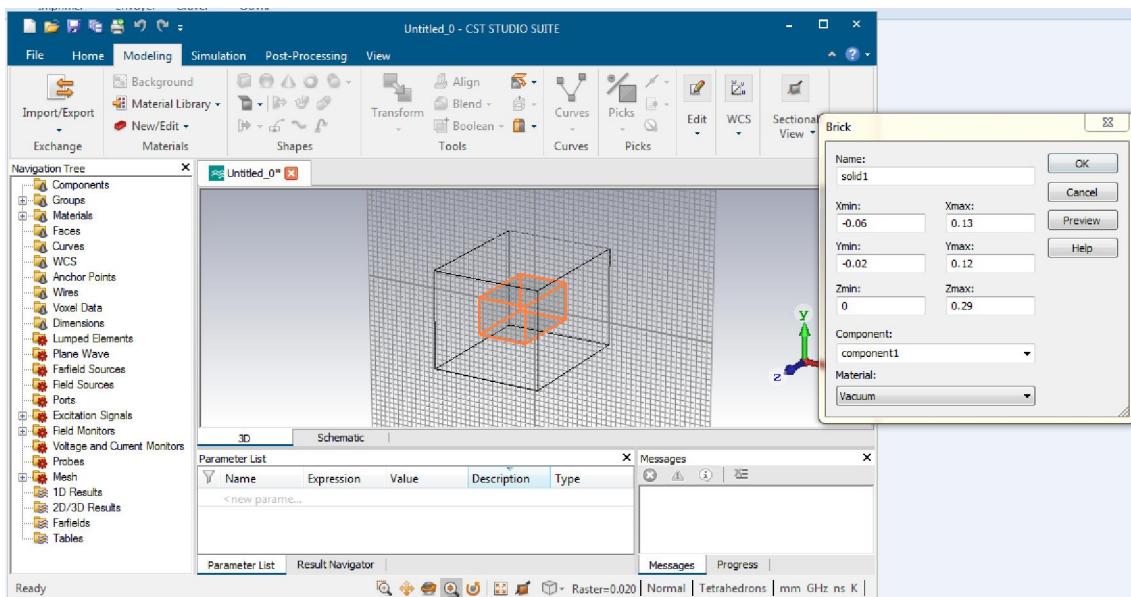


Figure III. 24 Introduire Le Plan De Masse.

III.6.4. Créer Un Substrat Diélectrique

Pour créer le substrat il faut :

- Choisir dans la barre d'outils l'icône correspondante et suivre les mêmes étapes De plan de masse.
- En utilisant la boîte de dialogue, on va introduire les valeurs numériques et choisir le matériau dans ce cas (*HeraeusCT2000 (lossfree)*) et cliquez sur *OK*

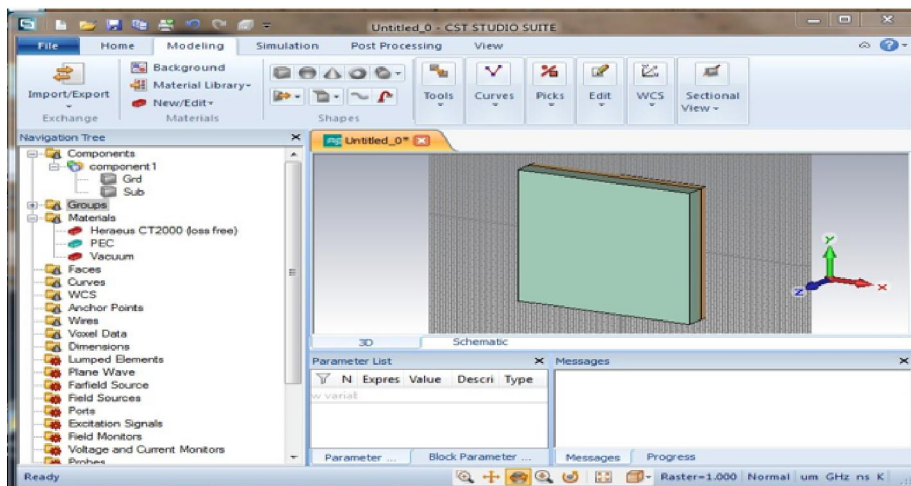



Figure III. 25 Substrat diélectriques.

III.6.5. Créer Les Trous

Pour créer les trous il faut :

- Activez l'outil de *cylinder* en cliquant sur l'icône correspondante dans la barre d'outils de l'objet .
- En utilisant la boîte de dialogue on introduit les valeurs numériques et choisi le matériau dans ce cas (vacuum : vide).
- Une nouvelle boîte de dialogue s'ouvre et on choisit (cut away highlighted shape), et cliquez sur OK.

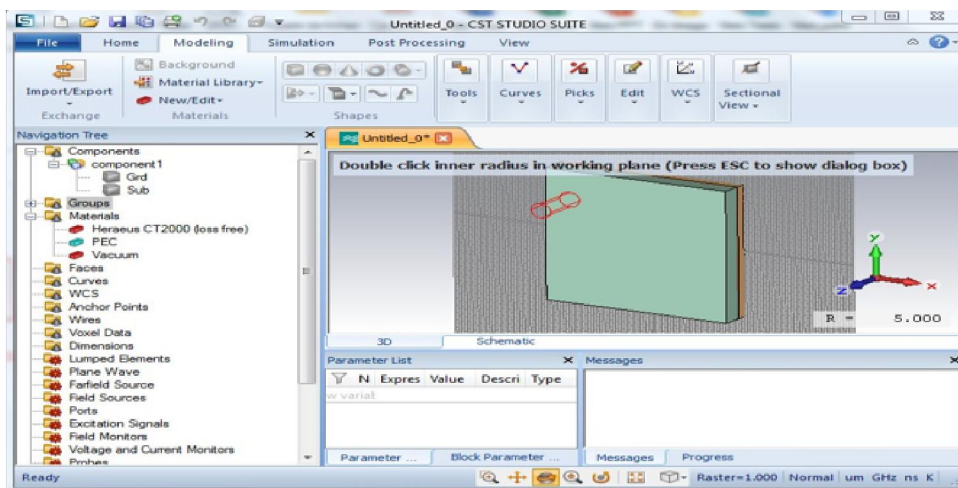


Figure III. 26 Créer Un Trou.

III.6.6. Créer le filtre micro-ruban

Pour créer le patch (stubs) il faut activez l'outil de *Modeling* en cliquant sur l'icône correspondante dans la barre d'outils de l'objet : *Brick, sphere, cone, cylinder...*

Et suivre les mêmes étapes de création du plan de masse.

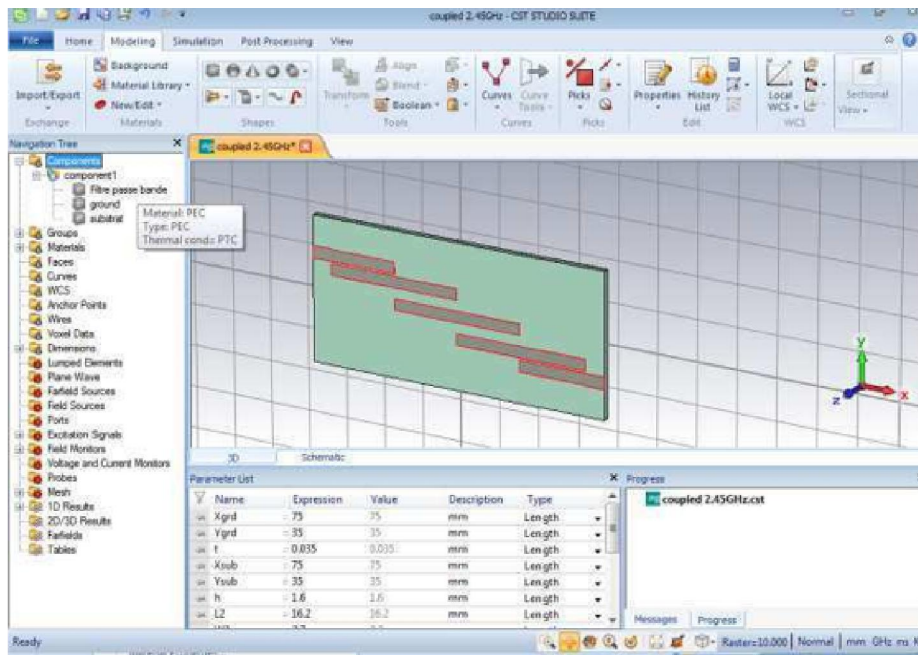




Figure III. 27 Première étape pour créer le filtre micro-ruban.

III.6.7. Définir les ports

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

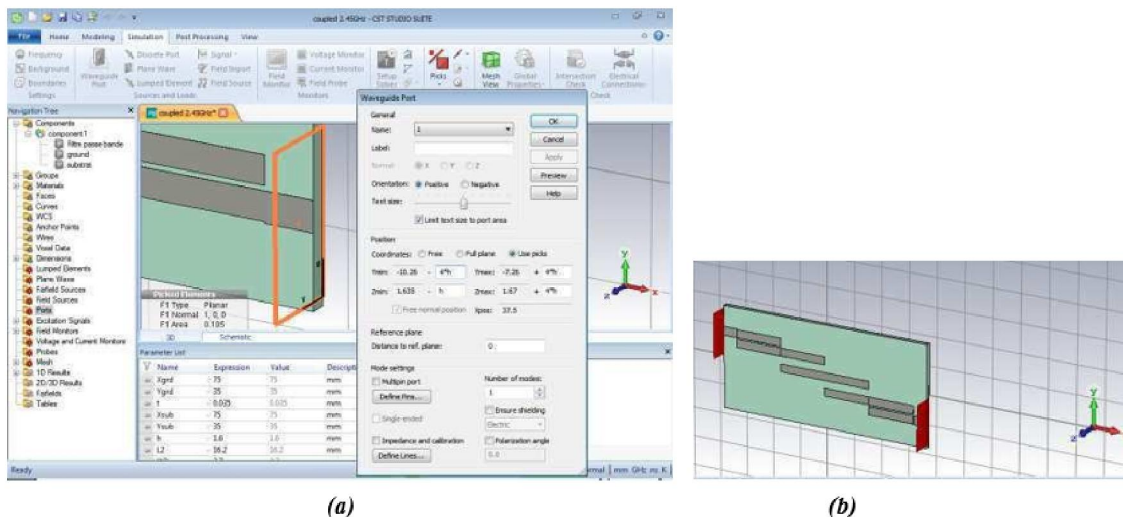


Figure III. 28 (a) Création des ports d'alimentation, (b) Vue finale du filtre.

III.6.8. Simulation

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

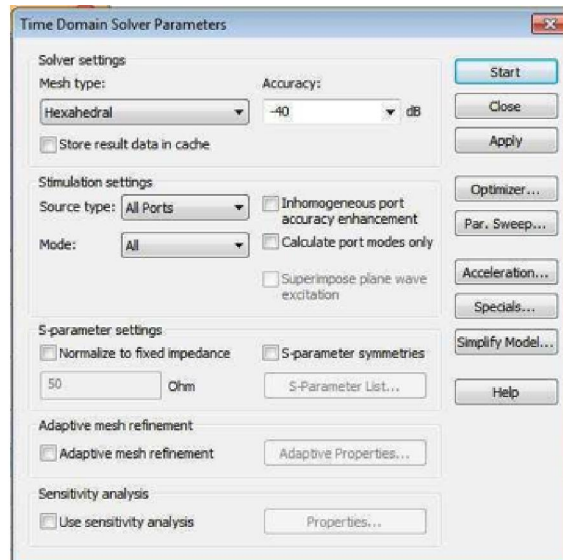


Figure III. 29 Boite de simulation dans le domaine temporelle.

III.6.9. Résultats

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

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

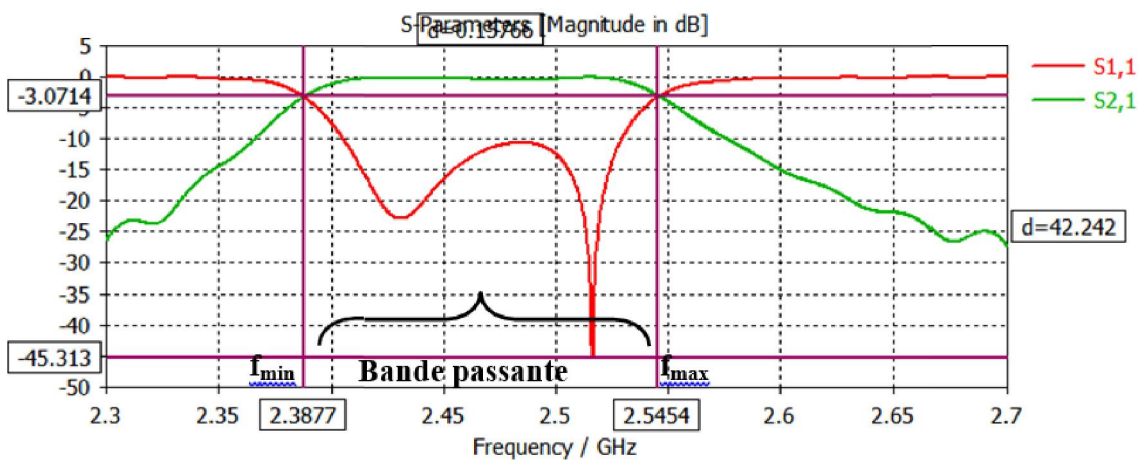
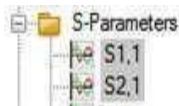


Figure III. 30 Résultats de simulation des deux coefficients S_{11} et S_{21} .

III.7. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à une présentation globale de l'outil de simulation et à la description des logiciels de simulation utilisés CST Microwave studio et ADS, ces outils très puissant et disponible au niveau de laboratoire de télécommunication est capable de simuler la plus part des structures électromagnétiques et ces outils permet de réaliser plusieurs structures électromagnétiques avec différentes grandeurs et dimensions y compris les filtre RF. Ils sont aussi faciles à utiliser dans l'environnement 3D avec une bonne précision comparé à des différents types de logiciels de simulation.

Nous avons opté pour ces logiciels [CST et ADS] afin d'élaborer un filtre travaillant dans une bande spécifique. La simulation du filtre et l'interprétation des résultats fera l'objet du prochain chapitre.



CHAPITRE IV

- Conception d'un filtre passe bande à base de résonateur à saut d'impédance

IV.1. Introduction

Des filtres passe-bande haute performance et de petite taille sont indispensables pour améliorer les performances du système et réduire les coûts de fabrication qui peuvent être utilisés dans les systèmes de communication électronique récents, tels que la technologie WLAN (Wireless Local Area Network) et Bluetooth.

Ce dernier chapitre est réservé à la présentation des résultats de simulation d'un filtre qui fonctionne dans la bande WLAN et spécifiquement la bande WiFi-1. De nombreuses technologies nécessitent l'installation de différents filtres avec des fonctionnalités avancées. Dans ce chapitre nous avons étudié l'influence des paramètres d'un filtre micro- ruban. Le premier pas dans la conception de ce filtre est un calcul approximatif de son prototype de composant locatif. Après avoir obtenu les spécifications requises, la structure du filtre est réalisée en utilisant une technique couplée en parallèle. La simulation est faite en utilisant un logiciel d'application performant et puissant, qui L'ADS (Advanced Design System) et pour confirmation des résultats, nous avons utilisé un autre outil de simulation électromagnétique dans le domaine fréquentiel CST MICROWAVE STUDIO et ADS ADVANCED DESIGN SYSTEME.

IV.2. Conception d'un filtre passe-bande à base de résonateur à saut d'impédance

IV.2.1. Procédure de conception

Afin de concevoir un filtre passe bande on doit suivre un certain nombre d'étapes, qui sont très importantes pour la réalisation et la simulation de ce dernier, aussi pour obtenir les meilleurs performances (bonne conception et meilleurs résultats) [21]:

a) **Sélection du filtre**

Le filtre choisi doit satisfaire à toutes les exigences requises telle que : taille, compacte, faible perte de transmission, rejection élevé, etc.

b) **Préparation du substrat et calcul des dimensions des ports**

La première étape après l'ouverture d'une fenêtre de travail des logiciels ADS et CST; consiste à entrer les paramètres du substrat, les dimensions des ports peuvent être calculée soit en utilisant les équations de Wheeler ou bien l'utilisation de l'outil de calcul intégré dans les deux logiciels pour assurer une impédance d'entrée et de sortie adaptée à 50 Ohms.

c) **Simulation**

Avant un travail particulier avec ADS ou bien CST il est impératif de choisir la bande fréquentielle de fonctionnement (fréquences de début et de fin, le pas de fréquence). Pour assurer une bonne précision des différents paramètres(S, Z

SWR), un choix judicieux d'un pas de fréquence est conseillé. Dans notre travail, nous avons proposé deux filtres utilisant la technologie planaire. Ainsi, une gamme de fréquence de 3 à 6 GHz et un nombre de points de 60 est sélectionnée pour le premier et une gamme de 3 à 8.3 GHz et 106 points pour le second.

d) **Perte de réflexion et perte de transmission** : Elles sont extraites de courbes simulées, où les pertes de transmission doivent être maximales, et les pertes de réflexion doivent être minimales à l'intérieur de la bande passante. Ces deux pertes sont analysé à partir des deux coefficients S_{21} et S_{11} respectivement. Les bandes fréquentielles sont déterminées à un gain de -10 décibels.

e) **Circuit imprimé (Layout)**

La concrétisation d'un filtre par ces deux logiciels est obtenue par son circuit imprimé qui est choisi de telle sorte à avoir des dimensions très réduits.

IV.2.2. Simulation d'un filtre avec ADS

IV.2.2.1. Composants utilisé pour filtre

On ouvre une nouvelle page *Schematic* pour commencer à poser les éléments du filtre. Nous choisissons à partir de Tlines-Microstrip les éléments du filtre Figure (IV.1) [25].

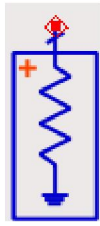


Figure IV. 1 Fenêtre de sélection d'éléments.

Les éléments qu'ont utilisés sont :

- **TermG (Port Termination with Ground)**

Le composant TermG à une broche liée à la terre faisant partie du composant et suppose une masse commune de 0 volt. Le composant Term permet de connecter chaque broche afin qu'elle puisse avoir une masse distincte. Son symbole est donné par la Figure (IV.2) (a). Les caractéristiques de ce dernier sont résumées par la Figure (IV.2) (b)



(a)

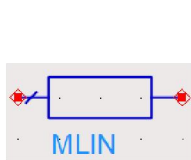
Name	Description	Units	Default
Num	Port number	Integer	5
Z	Reference impedance, use 1+j*0 for complex	Ohm	50
Noise	Enable/disable port thermal noise: yes, no	None	yes
Vdc	Open circuit DC voltage		None
Temp	Temperature of port	°C	None

(b)

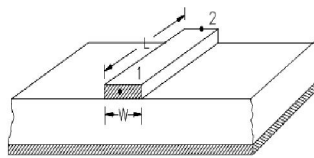
Figure IV. 2 (a) Symbole, (b) Paramètres.

- **MLIN (Microstrip Line)**

Le symbole du microstrip MLIN est donné par la Figure (IV.3) (a). Son illustration décrivant ces dimension est donné par la Figure (IV.3)(b). Les paramètres tel que la largeur W et la longueur L sont accessibles directement une fois le composant est placé. La Figure(IV.3)(c) illustre les dimensions et l'unité utilisée du composant.



(a)



(b)

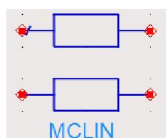
Name	Description	Units	Default
Subst	Substrate instance name	None	MSub1
W	Line width	mil	25.0
L	Line length	mil	100.0

(c)

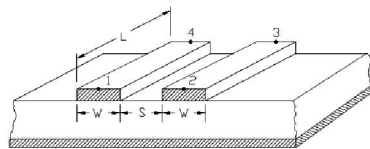
Figure IV. 3 (a) Symbole, (b) Illustration, (c) Paramètres.

- **MCLIN (Microstrip Coupled Lines)**

Ce composant modélise deux lignes de transmission couplées. L'impédance caractéristique et la constante de propagation des lignes sont calculées pour le mode impair et pair, en fonction des paramètres du composant, sur la base de modèles analytiques. A partir de cela, les paramètres Y sont calculés.



(a)



(b)

Name	Description	Units	Default
Subst	Substrate instance name	None	MSub1
W	Line width	mil	25.0
S	Space between lines	mil	10.0
L	Line length	mil	100.0

(c)

Figure IV. 4 MCLIN (a) Symbole, (b) Illustration, (c) Paramètres.

- **MTEE_ADS (Libra Microstrip T-Junction)**

Le modèle du domaine fréquentiel est un modèle analytique à base empirique. Le modèle présenté par Hammerstad est utilisé pour calculer le modèle de discontinuité à l'emplacement défini dans la référence. Un décalage du plan de référence est ensuite ajouté à chacun des ports afin de rendre les plans de référence cohérents avec la

présentation. La dispersion est prise en compte à la fois dans les décalages du plan de référence et dans les calculs de susceptance de shunt utilisant les formules de Kirschning et Jansen. Les lignes centrales des bandes connectées à la broche 1 et 2 sont supposées être alignées. Pour l'analyse dans le domaine temporel, une réponse impulsionnelle obtenue à partir du modèle analytique dans le domaine fréquentiel est utilisée.

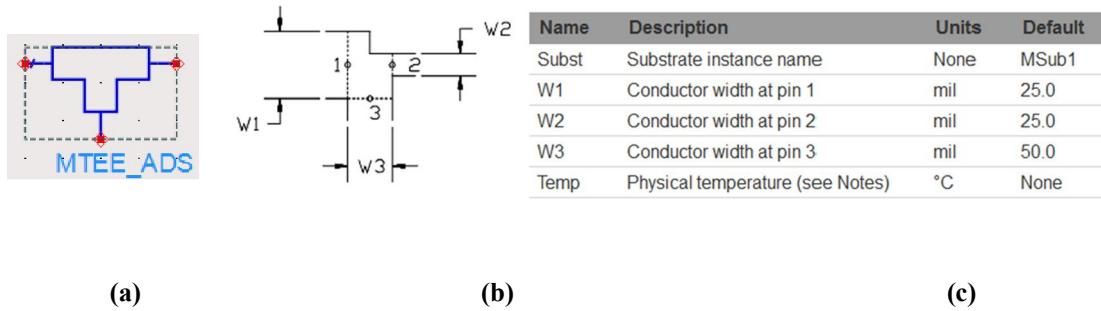


Figure IV. 5 MTEE_ADS (a) Symbole, (b) Illustration, (c) Paramètres.

• **MLOC (Microstrip Open-CircuitedStub)**

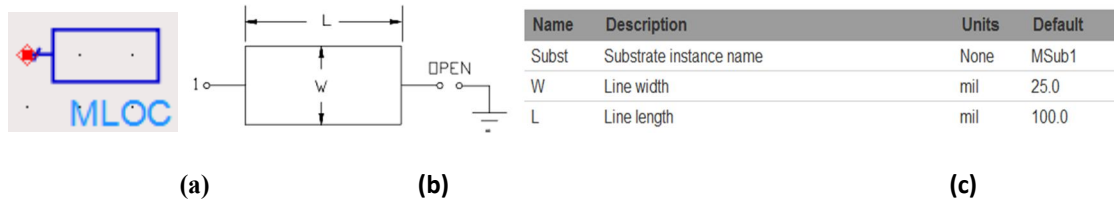


Figure IV. 6 MLOC (a) Symbole, (b) Illustration, (c) Paramètres.

• **MSUB (MicrostripSubstrate)**

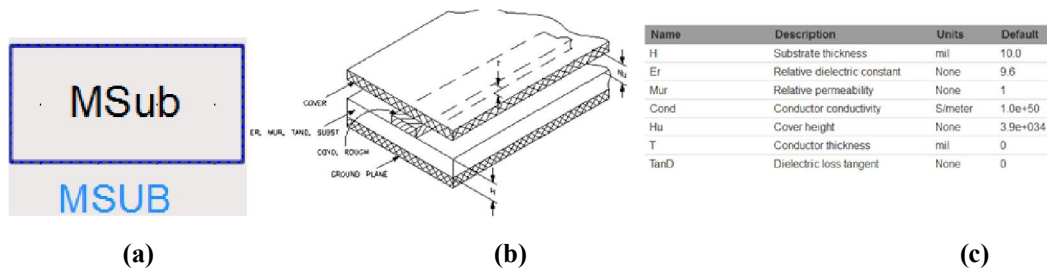


Figure IV. 7 MSUB (a) Symbole, (b) Illustration, (c) Paramètres.

• **VAR (Variables and Equations Component)**

Un schéma peut inclure un nombre quelconque d'éléments VAR. Un article VAR peut définir plusieurs variables ou équations. Toutes les variables et équations ont la forme LHS = RHS, où LHS est le nom de la variable ou de l'équation à gauche du symbole d'égalité =; RHS est la valeur ou l'expression à droite du symbole d'égalité. Les noms de variables et d'équations (LHS) doivent commencer par une lettre et ne doivent pas dépasser 32 caractères. Les noms ne peuvent pas commencer par un trait de soulignement (), sauf s'il s'agit d'une des variables réservées au programme expliquées

ultérieurement. Les noms sont sensibles à la casse; Par exemple, X et x sont des noms différents.

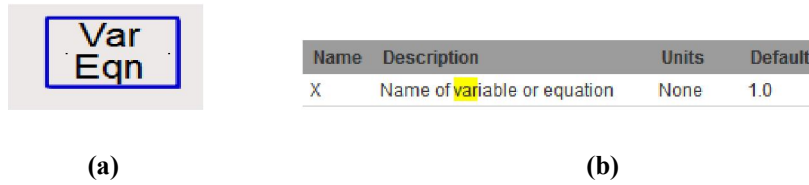


Figure IV. 8 (a) Symbole, (b) Paramètres.

• **MCORN (90-degree Microstrip Bend (Unmitered))**

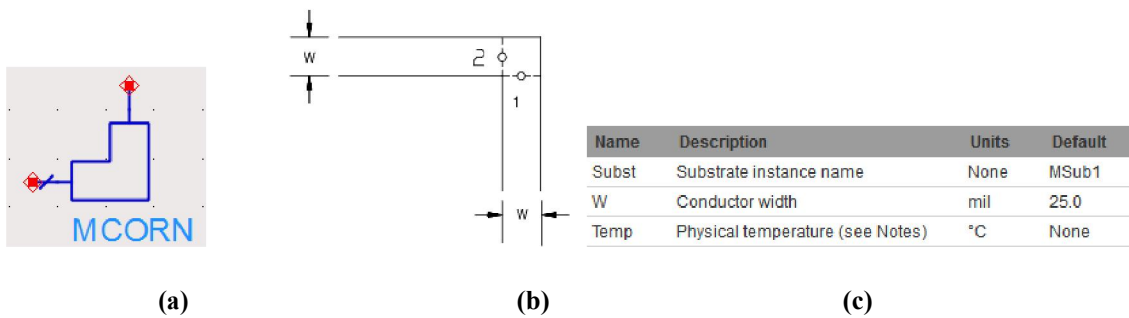


Figure IV. 9 MCORN (a) Symbole, (b) Illustration, (c) Paramètres

• **MSOBND_MDS (Optimally Chamfered Bend (90-degree))**

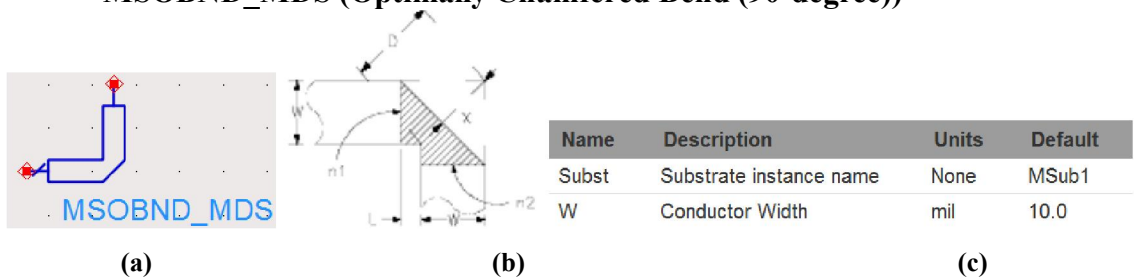


Figure IV.10.

Figure IV. 10 MSOBND_MDS (a) Symbole, (b) Illustration, (c) Paramètres

• **S-Parameter (SimulationParameter)**

Les paramètres fréquentiels du S_ Paramètres peuvent être modifiés selon les fréquences désirables comme illustré par l'exemple ci-dessous.

- Start= 0.05 GHz
- Stop= 10.0 GHz
- Step= 0.05 GHz

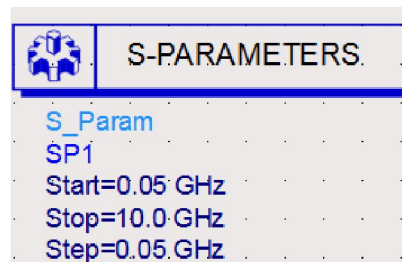


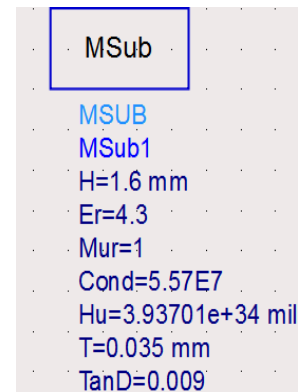
Figure VI. 11 Plage fréquentielle (start/stop) et le pas (step) en (GHz).

IV.2.2.2. Substrat utilisé

Le filtre est développé sur une carte de circuit imprimé FR-4 ayant l'abréviation de **Flame Retardant 4**, qui est un type de matériau utilisé pour la fabrication d'une carte de circuit imprimé. Il décrit la carte elle-même sans revêtement de cuivre. Le FR-4 utilisé dans les PCB est généralement protégé contre les rayons UV avec un système de résine époxy Tetra fonctionnel. Elle a typiquement une couleur jaunâtre. FR-4 fabriqué strictement comme isolant (sans revêtement de cuivre) est typiquement un système de résine époxy dysfonctionnel et une couleur verdâtre. Le FR-4 est préféré aux alternatives moins coûteuses telles que le papier lié à la résine synthétique (SRBP) en raison de plusieurs propriétés mécaniques et électriques; il réduit les pertes de haute fréquence, absorbe moins d'humidité, possède une résistance et une rigidité supérieures Fr-4 est largement utilisé pour la construction de produits électroniques grand public, électroniques grand public industriels et militaires.

Les paramètres physiques et électriques du substrat montrés avec *MSub* sont :

- H : épaisseur du substrat (1.6 mm)
- ϵ_r : *permittivité électrique*
(constante diélectrique relative du substrat (4.3))
- $Cond$: Conductivité du métal : $5.57 \cdot e^7$
- H_u : espacement supérieur du substrat-masse
($3.93701e+34$ mil)
- $\mu_r=1$ perméabilité magnétique
- T : épaisseur de la couche de métal (0.035)
- $TanD$: Tangente de perte diélectrique (0.009)



IV.2.2.3. Adaptation de circuit

Le filtre a été modélisé dans l'ADS comme le montre la Figure (VI.14) En utilisant l'outil *LineCalc* dans ADS, les dimensions physiques de la ligne micro-ruban tels que: longueur (l), largeur (w) pour s'adapter au circuit de 50 ohms, des composants MLIN (Microstrip Line) sont ajoutés des deux côtés du filtre dont l'impédance caractéristique est de 50 ohm.

Chapitre VI Etude et Conception d'un filtre passe-bande à base de résonateur à saut d'impédance

Avant toute simulation l'impédance d'entrée et de sortie doivent être de 50 ohms. Cela peut se faire en utilisant la fenêtre LineCalc du logiciel ADS dans laquelle les propriétés du substrat ont été choisies et dont la fréquence est dans notre cas de 5.1GHz.

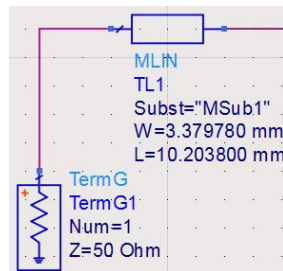


Figure IV. 12 Ligne d'entrée de filtre.

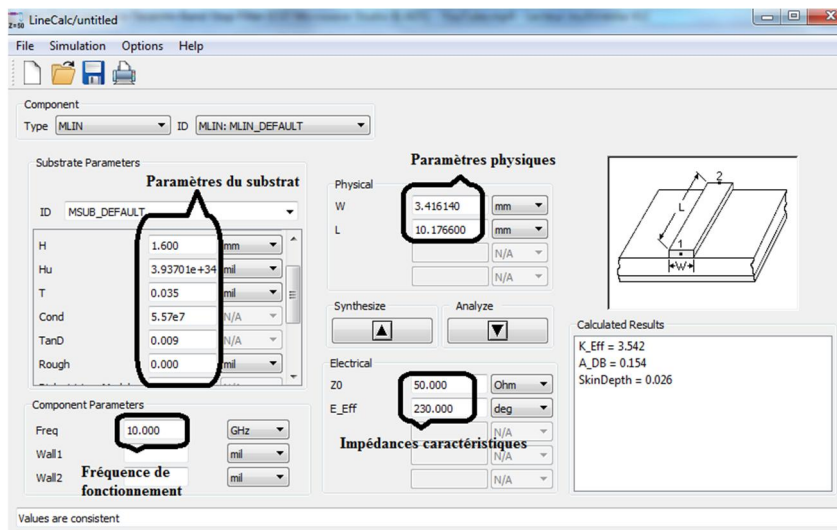


Figure IV. 13 L'outil 'LineCalc' de l'ADS.

Le tableau (IV.1) ci-dessous résume les dimensions physiques des lignes d'entrée et de sortie calculée.

Tableau IV. 1 Dimensions physiques des lignes d'entrée et de sortie

Description de la ligne	w (mm)	l (mm)
la ligne principale de 50Ω	3	10

IV.2.2.4. Conception du filtre sous ADS

Au début nous avons commencé dans ADS par des lignes Microstrip directes à saut d'impédances en utilisant des MLIN (Microstrip Line) comme le montre la Figure (IV.14) ci-dessous.

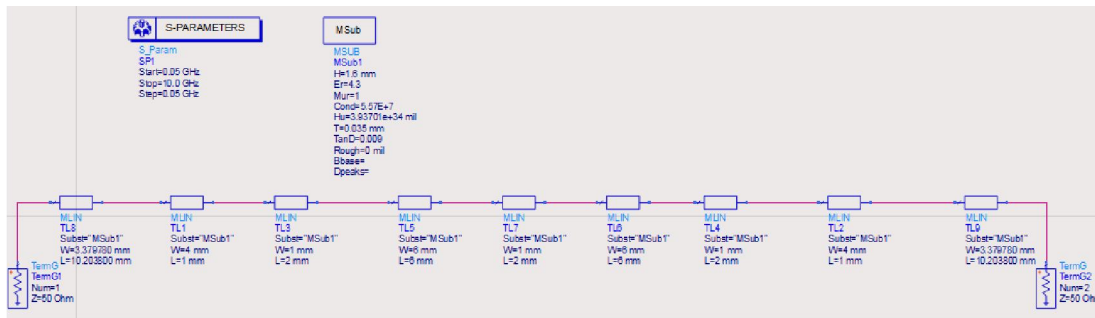


Figure IV. 14 Model de filtre passe-bas en utilisant MCLIN en ADS.

Après la simulation, nous avons obtenu la réponse fréquentielle du filtre qu'on a développé. Cette dernière est présentée par la Figure (VI.15) ci-dessous.

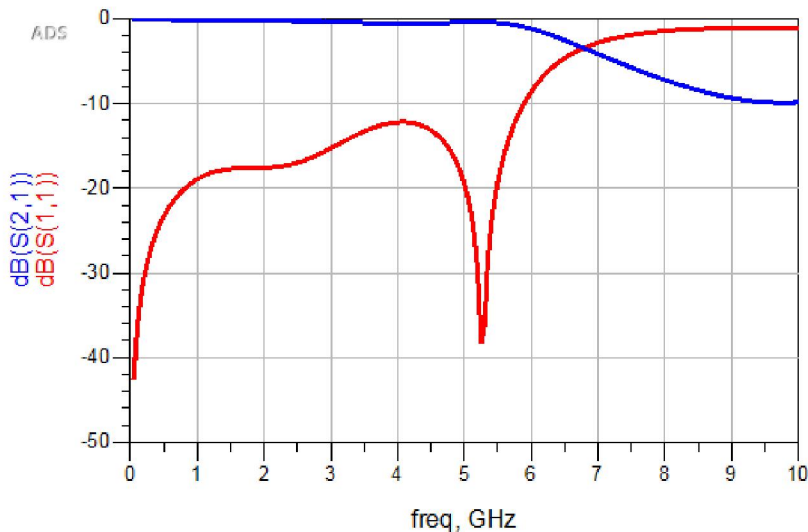


Figure IV. 15 Résultat de simulation.

On constate que la réponse fréquentielle de ce filtre est celle d'un filtre passe-bas ayant une fréquence de coupure d'environ 6GHz avec une bonne amplification S_{11} et une atténuation S_{21} minimale. Le filtre ainsi conçu ne répond pas aux exigences du cahier de charge.

Ce qui nous a poussés à porter des modifications. Plusieurs propositions ont été suggérées ; nous avons adopté deux variantes qui répondent aux exigences demandées.

Première variante

Des modifications ont été portées sur le filtre de base afin d'arriver au filtre final qui est représenté par la Figure (IV.16) ci-dessous.

Chapitre VI Etude et Conception d'un filtre passe-bande à base de résonateur à saut d'impédance

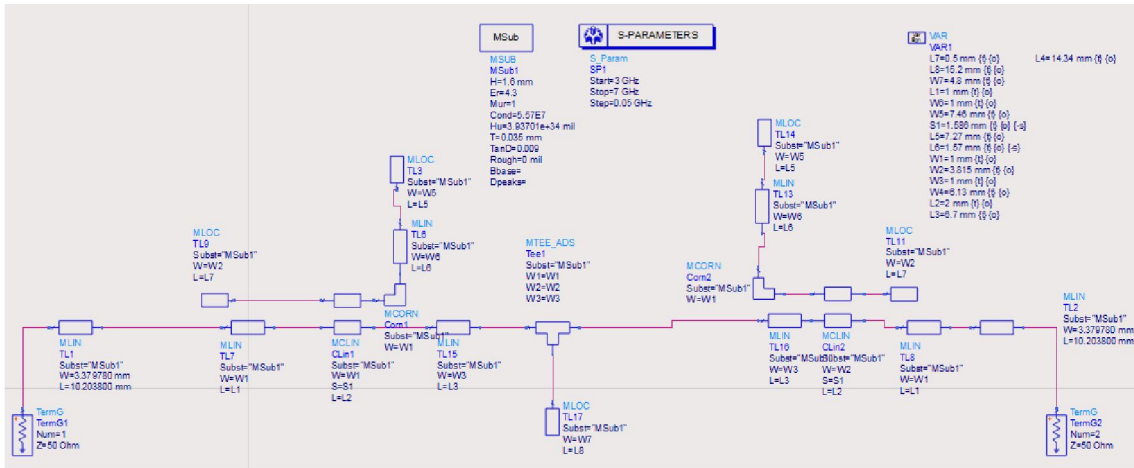


Figure IV. 16 Première variante du filtre proposé.

Les dimensions physiques des différentes lignes sont résumées par le Tableau (IV.2).

Tableau IV. 2 Les dimensions physiques des différentes lignes micro-ruban.

longueur (L)	L1	L2	L3	L4	L5	L6	L7	L8
	1 mm	2 mm	6.7m m	14.34mm	7.27mm	1.67m m	0.5mm	15.2 mm
Largeur (w)	W1	W2	W3	W4	W5	W6	W7	
	1 mm	3.815mm	1 mm	6.13mm	7.46 mm	1 mm	4.8mm	
l'espacement (s)	S1							
	1.586 mm							

Ces dernières ont été obtenues à partir des techniques de réglage (tunning)

La nouvelle réponse après modification est montrée par la Figure (IV.17).

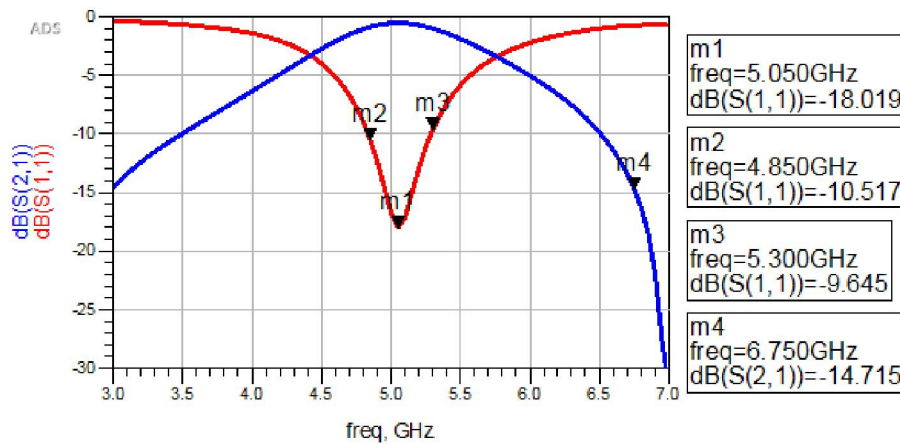


Figure VI. 17 Résultat après simulation

Selon la Figure (IV.17) qui représente les courbes des deux coefficients S_{11} et S_{21} , on voit que le filtre a une bande passante à -10 dB comprise entre m2 (4.85Ghz) et m3 (5.3Ghz)

Chapitre VI Etude et Conception d'un filtre passe-bande à base de résonateur à saut d'impédance

avec une fréquence centrale de $m1$ (5.05GHz). On constate que la réponse du filtre modifié est améliorée et peut être amélioré encore en utilisant l'optimisation.

Deuxième variantes

La deuxième variante est illustrée par la Figure (IV. 18) ci-dessous.

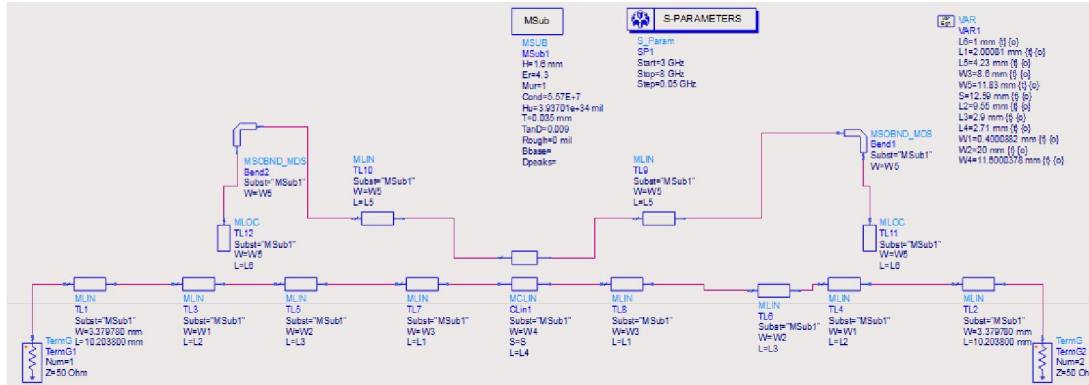


Figure IV. 18 Deuxième variante du filtre proposé.

Les dimensions physiques de la ligne micro-ruban tels que la largeur, l'espacement et la longueur dans les tableaux (IV.3).

Tableau IV. 3 Les dimensions physiques de la ligne micro-ruban

longueur (L)	L1	L2	L3	L4	L5	L6
	2mm	9.17mm	2.9mm	2.71mm	4.23mm	1mm
Largeur (w)	W1	W2	W3	W4	W5	
	0.4 mm	20 mm	8.6	11.6 mm	8.6	
l'espacement (s)	S					
	12.59					

Les différentes dimensions sont obtenues via la technique de réglage. Après la simulation, la réponse du filtre est représentée par la Figure (VI.19).

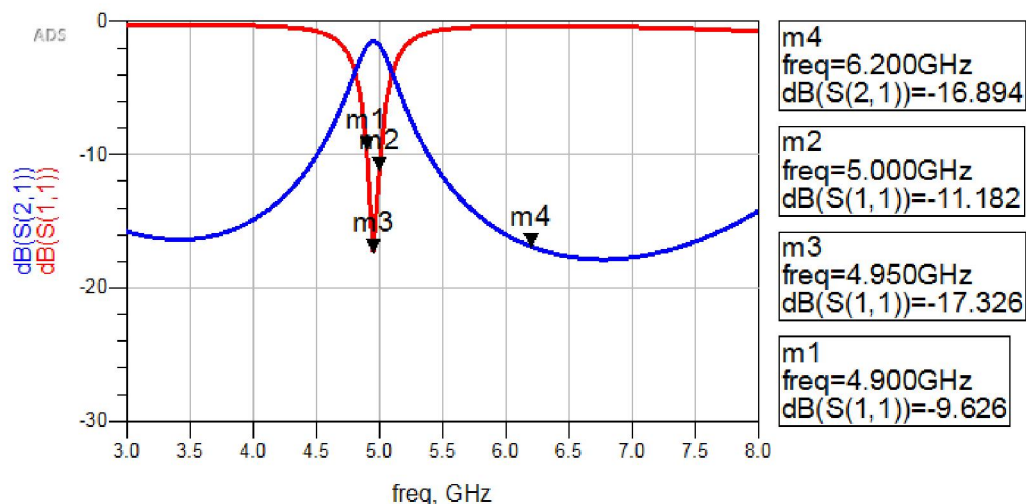


Figure IV. 19 Résultat après simulation

Selon la Figure (IV.19) qui représente les courbes des deux coefficients S_{11} et S_{21} , on constate que le filtre a une bande passante à -10 dB comprise entre m_1 (4.9GHz) à m_2 (5GHz) avec une fréquence centrale de m_3 (4.95GHz).

D'après les résultats obtenus, on remarque bien que les deux variantes de filtres ne répondent pas exactement aux exigences souhaitées tels que la fréquence centrale soit dans la bande (WiFi 1). Cela veut dire qu'on a besoin de passer à la phase d'optimisation afin d'améliorer les performances de ces filtres pour répondre au cahier de charge proposé.

IV.2.2.5. Méthode d'optimisation par le logiciel ADS

L'optimisation dans ADS permet de comparer les résultats simulés à l'objectif et modifie les valeurs des variables pour qu'elles se rapprochent le plus possible de l'objectif à atteindre. Pour effectuer une optimisation, il est nécessaire d'insérer les éléments suivants dans la page schématique :

- au moins un paramètre identifié dans le circuit comme étant une variable nommée "Var eqn" (bibliothèque "Data Items") à optimiser (option "opt") dans un intervalle de valeurs.
- une boîte d'objectif nommée "Goal" (bibliothèque "Optim-Stat-Yield-DOE"). (Voir Figure (IV. 20))
- une boîte d'optimisation nommée "Optim" (bibliothèque "Optim-Stat-Yield-DOE").

Il existe différentes méthodes mathématiques d'optimisation d'un design : Random, Gradient, Quasi-Newton, une combinaison de méthode Gauss-Newton et Quasi-Newton, algorithme direct et génétique, etc.

D'une manière générale, la méthode Random est utilisée dans un premier temps puis complétée par la méthode Gradient pour affiner l'optimisation.

La réussite de l'optimisation dépend essentiellement de l'aptitude de l'utilisateur à exprimer correctement un objectif à atteindre (goal) suivant une méthode numérique appropriée (optim) et dans un intervalle réaliste de paramètres à ajuster (Opt val min to val max).

Autrement dit même le plus puissant des algorithmes ne pourra pas donner une réponse adéquate à un paramètre à optimiser entre $-\infty$ et $+\infty$. Il ne faut jamais oublier que toute simulation numérique a un objectif de conception pratique dans une technologie donnée.

Chapitre VI Etude et Conception d'un filtre passe-bande à base de résonateur à saut d'impédance

Figure IV. 21 Schéma de filtre passe-bande à saut d'impédance à base de résonateur après optimisation

Les dimensions physiques des éléments du filtre sont regroupées dans les tableaux (IV.4)

Tableau IV. 4 Dimensions physiques.

longueur (L)	L1	L2	L3	L4	L5	L6	L7	L8
	1 mm	3.09mm	6.32 mm	4.48mm	1mm	10.88m	0.5mm	15mm
Largeur (w)	W1	W2	W3	W4	W5	W6	W7	
	1 mm	1.085mm	1 mm	17.72mm	1 mm	1 mm	10.69mm	
l'espacement (s)	S1							
	10.496 mm							

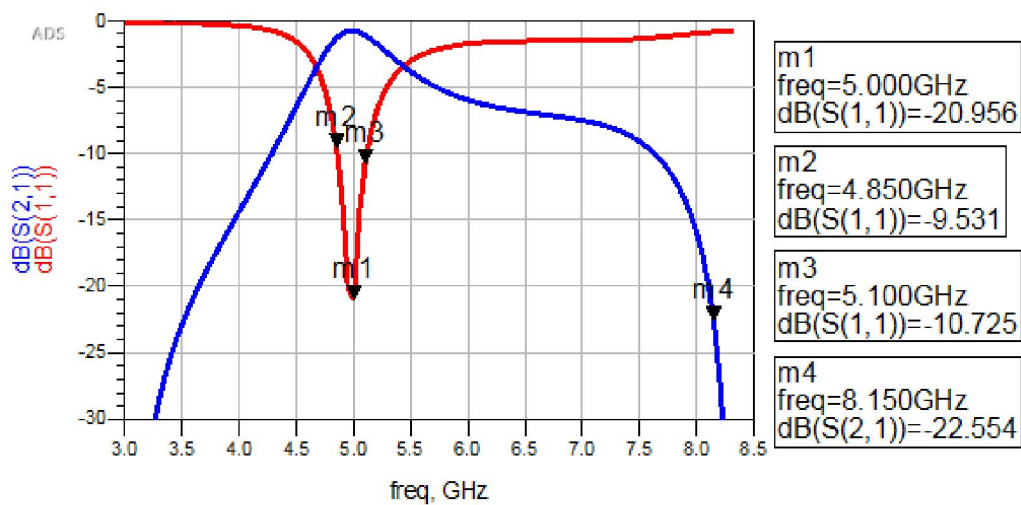


Figure IV. 22 Résultats de simulation après optimisation

Deuxième variante

Le schéma final de la deuxième variante est présenté par la Figure (IV. 23)

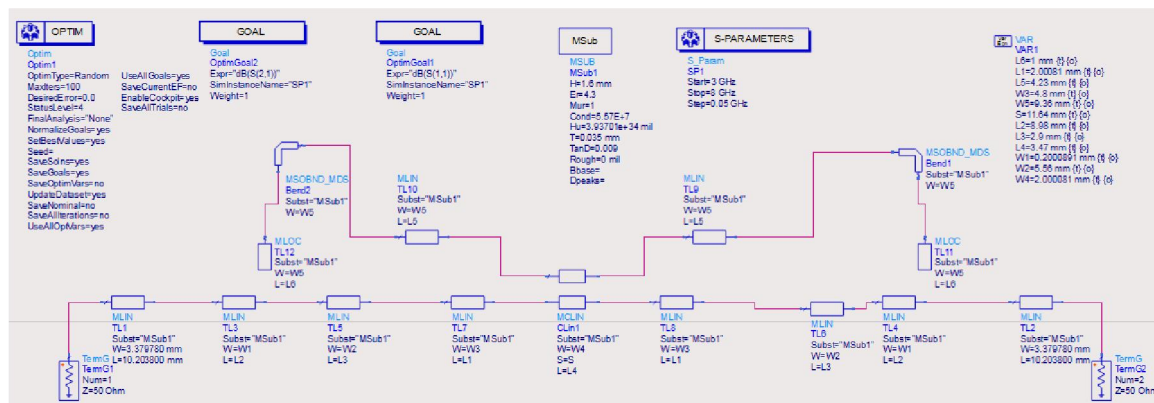


Figure IV. 23 Schéma du filtre passe-bande à saut d'impédance à base de résonateur après optimisation.

Les dimensions physiques sont données par le tableau (IV.5)

Tableau IV. 5 Les dimensions physiques de la ligne micro-ruban.

longueur	L1	L2	L3	L4	L5	L6
----------	----	----	----	----	----	----

(L)	2mm	8.98mm	2.9mm	3.47mm	4.23mm	1mm
Largeur (w)	W1	5.56W2	W3	W4	W5	
	0.2mm	mm	4.8mm	2mm	9.36mm	
l'espacement (s)	S					
	12.59					

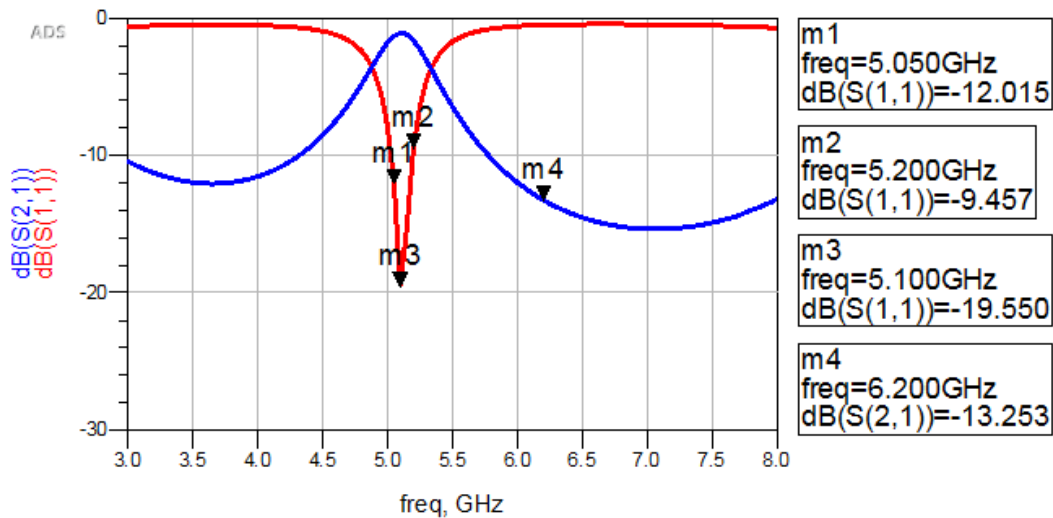


Figure IV. 24 Résultats de simulation après optimisation.

En analysant les résultats de simulation des coefficients S_{11} et S_{21} représentés par la Figure (IV.24). On peut dire que les courbes résumant la fonction d'un filtre passe-bande sélective à une fréquence centrale tournant autour de 5 GHz, avec une meilleure amplification dépassant largement 10 dB au voisinage de la fréquence centrale et en dehors de cette bande l'amplification est quasiment nulle et une meilleure atténuation en dehors de notre bande. Nous constatons également que la bande passante est étroite, Cela veut dire qu'on a besoin de passer à la phase d'optimisation afin d'améliorer de plus les caractéristiques de notre filtre pour qu'on puisse répondre aux exigences du cahier de charge donné précédemment.

On peut constater que les structures optimisées présentent de bonnes performances en termes, de pertes de transmission qui sont inférieure de -1 dB et une perte de réflexion à -20 dB.

IV.2.2.6. Réglage supplémentaire par l'outil *Tuning* dans l'ADS

Une fois que l'optimisation est effectuée, il est intéressant d'accomplir la procédure par l'opération de réglage (*Tuning*) dans le but d'avoir un filtre de dimensions raisonnable et éviter les interconnexions. Par l'outil *Tuning* dans l'ADS on va varier les dimensions physiques de la largeur, l'espacement et la longueur pour améliorer les dimensions du circuit imprimé du filtre tout en maintenant l'amélioration de réponse fréquentielle.

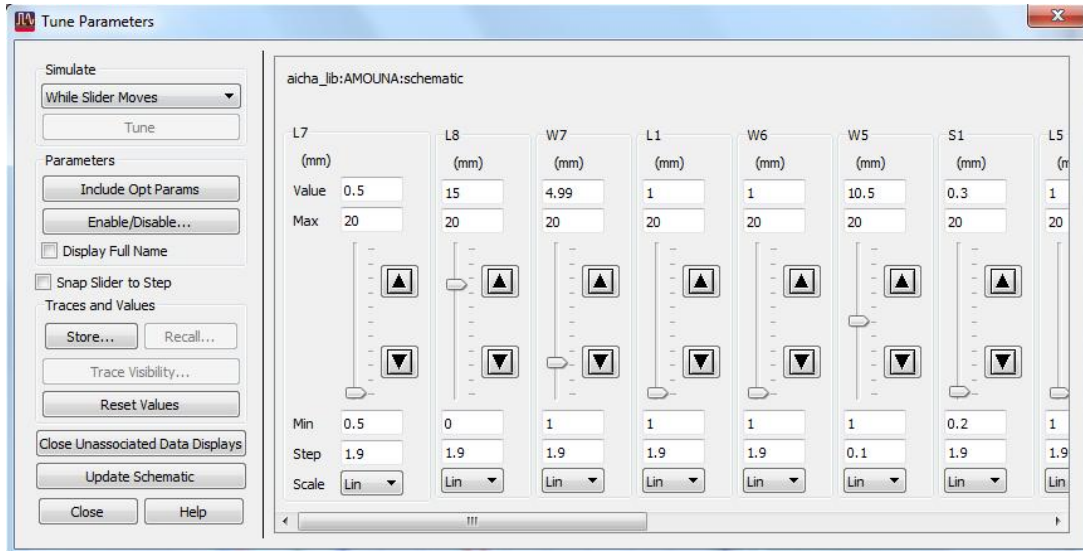


Figure IV. 25 Tuning dans l'ADS.

- Premier variante

Nouvelles valeurs après modification dans le tableau (IV.6)

Tableau IV. 6 Les dimensions physiques de la ligne micro-ruban après modification

longueur (L)	L1	L2	L3	L4	L5	L6	L7	L8
	1 mm	2 mm	6.32 mm	14.34mm	1mm	18mm	0.5mm	15 mm
Largeur (w)	W1	W2	W3	W4	W5	W6	W7	
	1 mm	1mm	1 mm	6.13 mm	1 mm	10.5 mm	4.99mm	
l'espacement (s)	S1							
	0.3mm							

Tableau IV. 7 Dimensions physiques de ligne principale de 50Ω.

Description de la ligne	w (mm)	l (mm)
la ligne principale de 50Ω	3	3

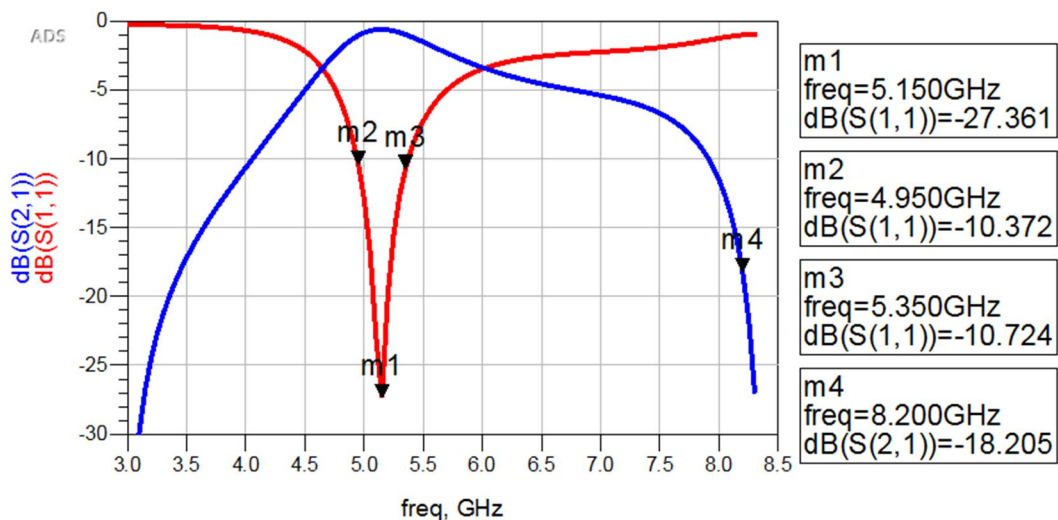


Figure IV. 26 Réponse fréquentielle de filtre après modification

Le circuit imprimé peut être facilement obtenue en allant à l'icône Layout sur ADS ensuite passer à Generate/Update Layout.

Le circuit imprimé de notre filtre après optimisation et tuning est donné par la Figure(IV.27) ci-dessous.

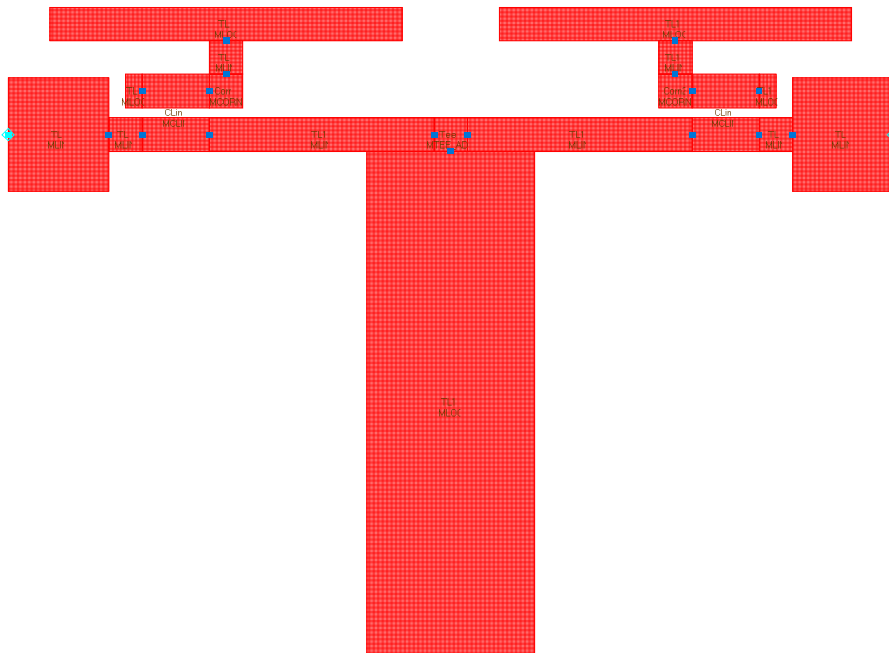


Figure IV. 27 Circuit imprimé du filtre passe-bande à saut d'impédance à base de résonateur avec ADS.

- **Deuxième variante**

Les nouvelles valeurs après les réglages sont portées par le tableau (IV.8).

Tableau IV. 8 Les dimensions physiques de la ligne micro-ruban après modification.

longueur (L)	L1	L2	L3	L4	L5	L6
	1 mm	3.47mm	4.99mm	1mm	7.46mm	1.76mm
Largeur (w)	W1	W2	W3	W4	W5	
	1mm	14.3mm	8.22mm	3.47mm	1.95mm	
l'espacement (s)	S					
	12.59					

Tableau IV. 9 Dimensions physiques de ligne principale de 50Ω.

Description de la ligne	w (mm)	l (mm)
la ligne principale de 50Ω	3	1

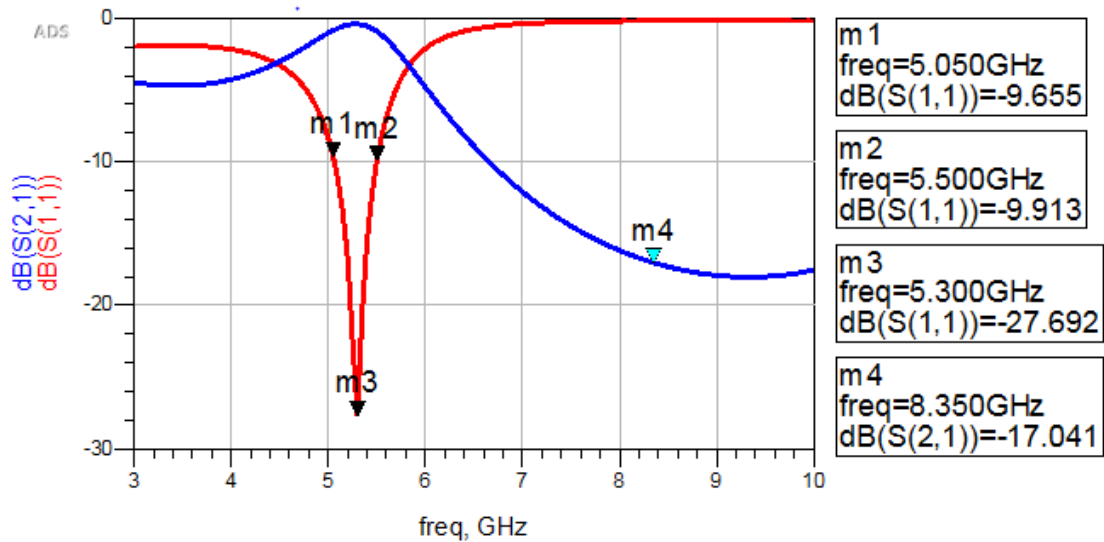


Figure IV. 28 Réponse fréquentielle de filtre après modification

De la même manière le circuit imprimé du filtre de la deuxième variante après optimisation et *Tuning* est donné par la Figure(IV.29) ci-dessous.

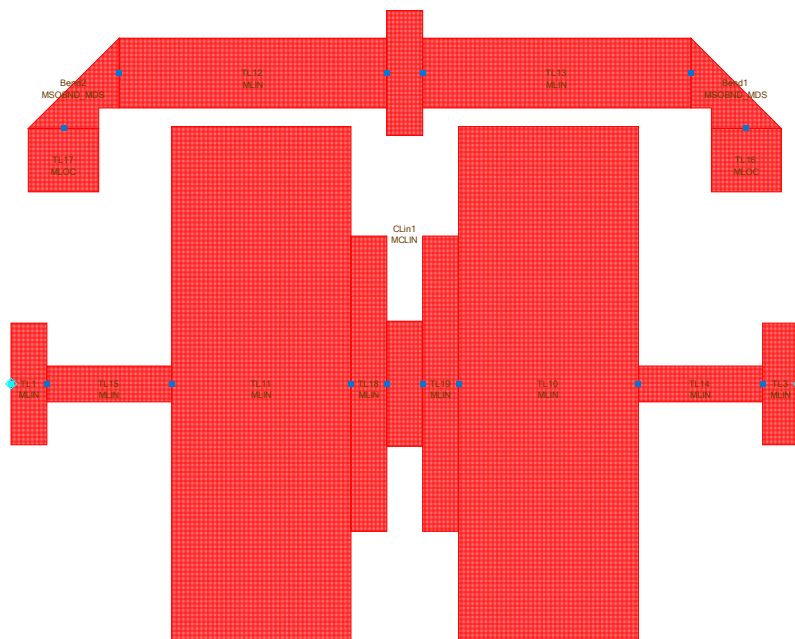


Figure IV. 29 Filtre imprimé passe-bande à saut d'impédance à base de résonateur avec l'ADS

On remarque que les dimensions de ces filtres permettent d'avoir un circuit imprimé de dimensions réalisables.

IV.2.3. Simulation du filtre avec CST

En se basant sur les dimensions données et en gardant les mêmes formes obtenues par le layout de notre filtre dans ADS on peut former la même structure dans logiciel CST et simuler les schémas de filtre et comparer ensuite les résultats obtenus par les deux logiciels.

- **Premier filtre**

La structure en 3D

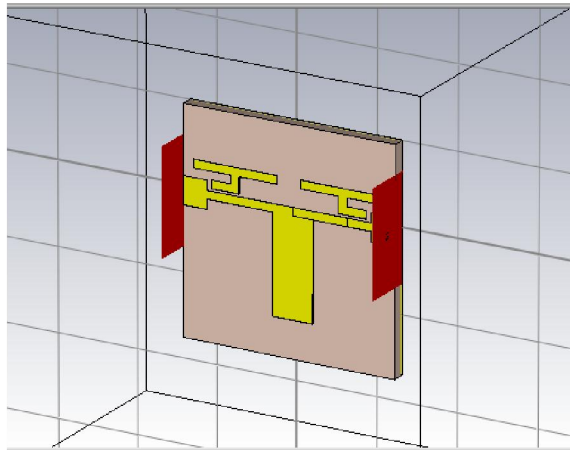


Figure IV. 30 Filtre en 3D par CST

Résultats de simulation

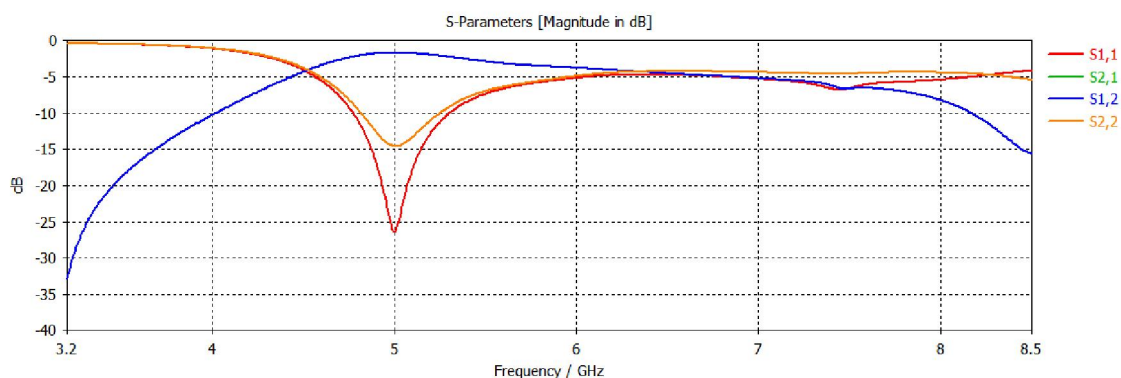


Figure IV. 31 Résultats de simulation des coefficients S de la première variante

- **Deuxième filtre**

La structure en 3D

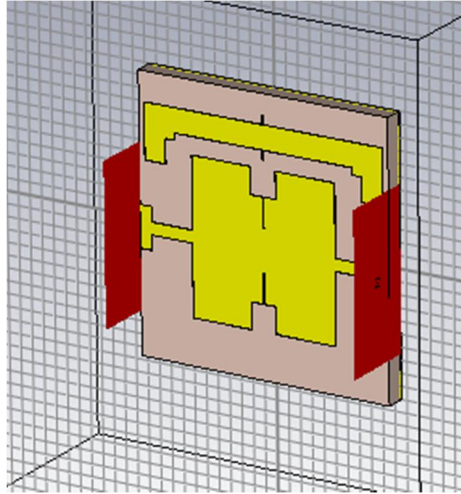


Figure IV. 32 Filtre en 3D par CST

Résultats de simulation

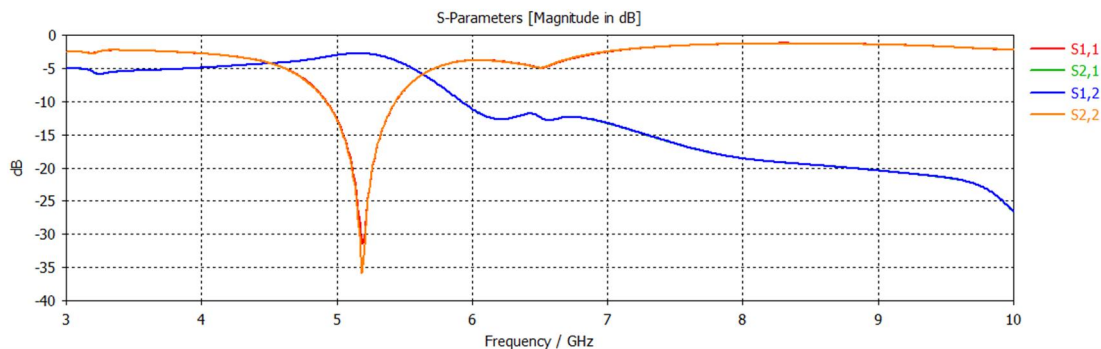


Figure IV. 33 Résultats de simulation des coefficients S

On remarque que les résultats obtenus avec CST sont aussi meilleurs et presque identiques à ceux obtenus par ADS donc les filtres qu'on a concrétisés avec ces deux logiciels entrent dans la bande WiFi 1 demandée.

IV.2.4. Etude paramétrique d'un filtre passe-bande à micro-ruban

a) En agissant sur le stub de la première variante

En a constaté que le paramètre influant est le paramètre stub. Alors on doit agir sur ce dernier et fixer les autres paramètres. L'étude paramétrique, a été faite sur la longueur et la largeur du stub séparément.

- Effet de la largeur w_{10} (CST) (L9 dans ADS)

Les courbes présentées par la Figure (IV.34), montrent le coefficient de réflexion

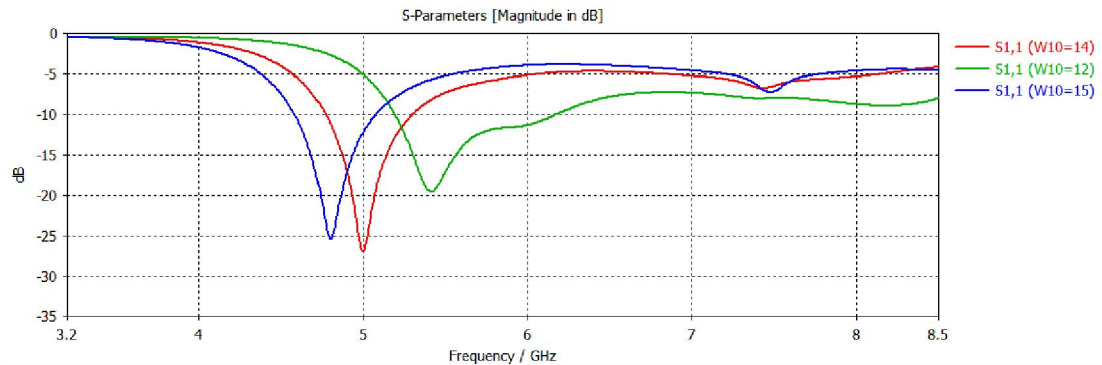


Figure I V. 34 Coefficient S_{11} pour des différentes largeurs de W_{10} .

On constate qu'au fur et à mesure qu'on augmente la largeur W_{10} la fréquence centrale décale vers la gauche. La meilleure valeur de la largeur est trouvée égale à 14mm.

Dans la Figure (IV.35) représentent l'évolution du coefficient de transmission s_{21} pour des différentes valeurs de w_{10}

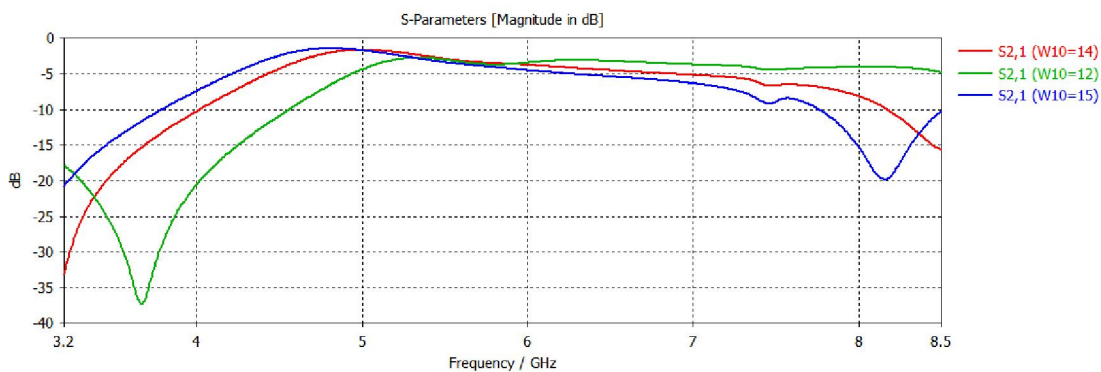


Figure IV. 35 Coefficient S_{11} pour des différentes largeurs de W_{10} .

De la même façon, les résultats de simulation ont montrés que les meilleures performances concernant le paramètre S_{21} sont obtenues pour une largeur $W_{10}=14$. On constate également qu'avec $W_{10}= 15$ mm le S_{21} est meilleur malheureusement nous l'avons pas adopté car avec cette largeur le S_{11} est mauvais.

- **Effet de la longueur L_9 (CST) (W_7 dans ADS)**

En faisant varier la longueur L_9 , et en gardant fixes les autres paramètres.

Les courbes présentées par la Figure (IV.36), montrent le coefficient de réflexion S_{11} pour des différentes distances.

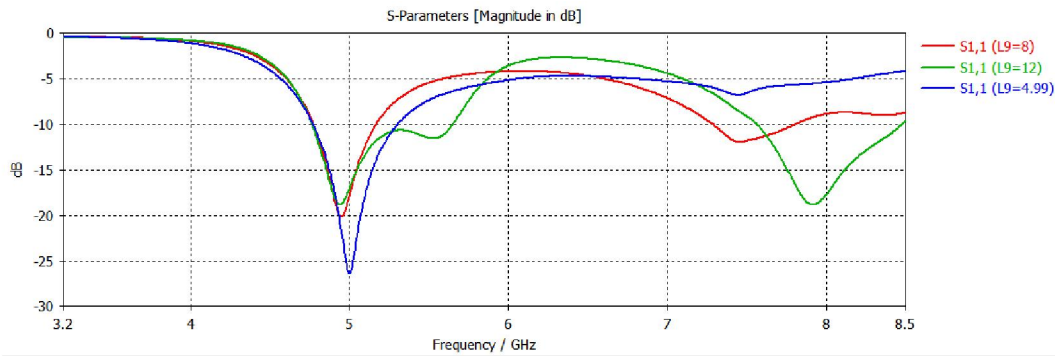


Figure IV. 36 Coefficient S₁₁ pour des différentes longueurs de L₉.

Les résultats de simulation montrent que l'amplification est inversement proportionnelle avec L₉.

Dans la Figure (IV.37) représentent l'évolution du coefficient de transmission S₂₁ pour des différentes valeurs de L₉

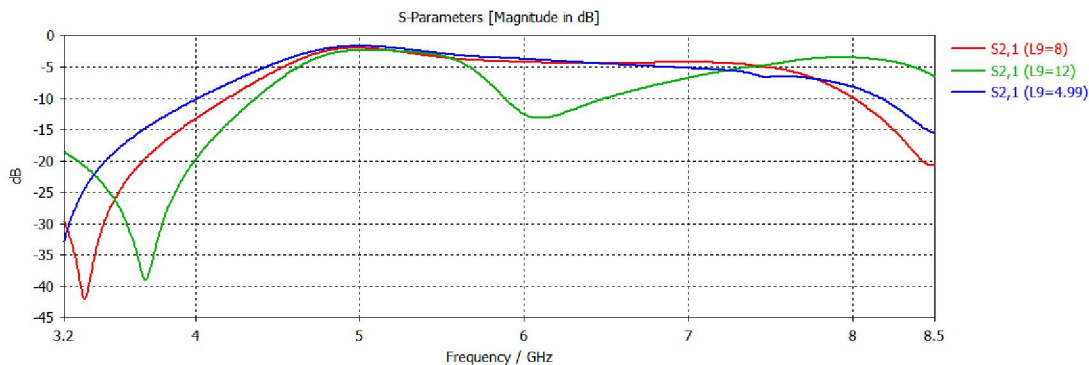


Figure IV. 37 Coefficient S₂₁ pour des différentes longueurs de L₉.

De la même façon, les résultats de simulation ont montrés que les meilleures performances concernant le paramètre S₂₁ sont obtenues pour une largeur L₉=4.99. On constate également qu'avec L₉= 8mm le S₂₁ est meilleur malheureusement nous l'avons pas adopté car avec cette longueur le S₁₁ est mauvais.

b) En agissant sur le micro-strip MLIN (TL₁₀ et TL₁₁ posé symétriquement) de la deuxième variante

Dans cette section, on effectue les mêmes étapes que précédemment en faisant varier W et L du micro-strip TL₁₀ et TL₁₁ qu'on leur a donnée le même nom de variable W₃ et L₃ dans CST.

• **Effet de la largeur w₃ (CST, ADS)**

Les courbes présentées par la Figure (IV.38), montrent le coefficient de réflexion

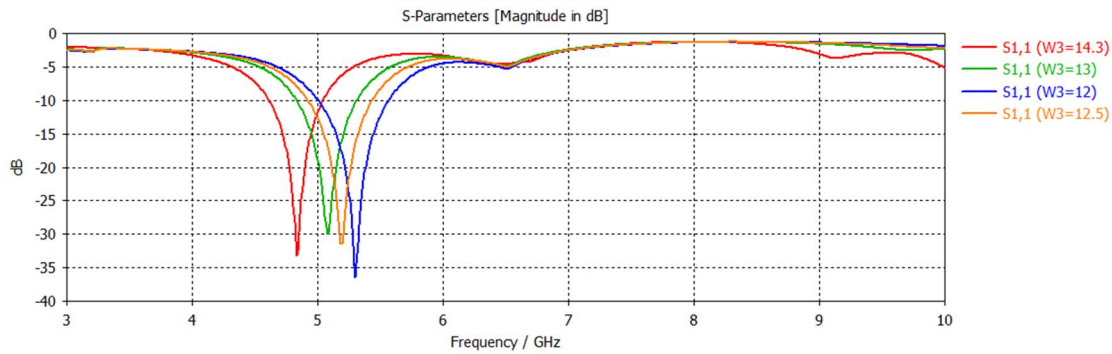


Figure IV. 38 Coefficient S_{11} pour des différentes largeurs de $W3$.

On constate qu'au fur et à mesure qu'on augmente la largeur $W3$ la fréquence centrale décale vers la gauche. La meilleure valeur de la largeur est trouvée égale à 13 mm.

Dans la Figure (IV.39) représentent l'évolution du coefficient de transmission S_{21} pour des différentes valeurs de $w3$.

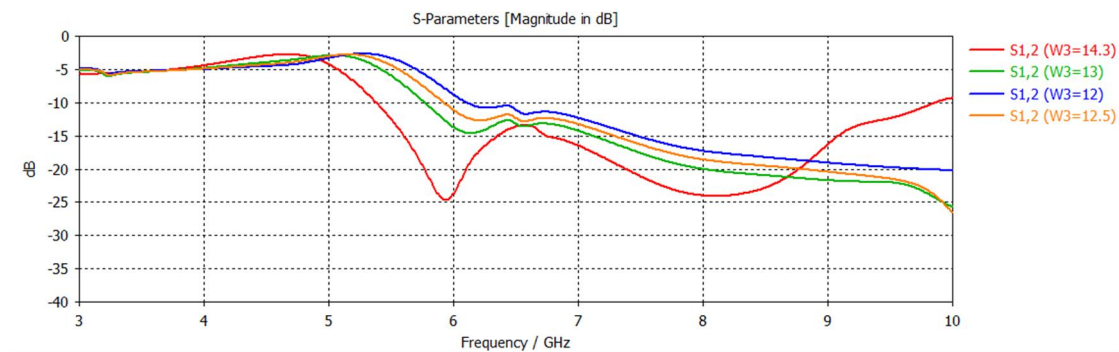


Figure IV. 39 Coefficient S_{21} pour des différentes largeurs de $W3$.

De la même façon, les résultats de simulation ont montrés que les meilleures performances concernant le paramètre S_{21} sont obtenues pour une largeur $W3=13$. On constate également qu'avec $W3= 14.3$ mm le S_{21} est meilleur malheureusement nous l'avons pas adopté car avec cette largeur le S_{11} est mauvais.

- **Effet de la longueur $L3$**

Les courbes présentées par la Figure (IV.40), montrent le coefficient de réflexion.

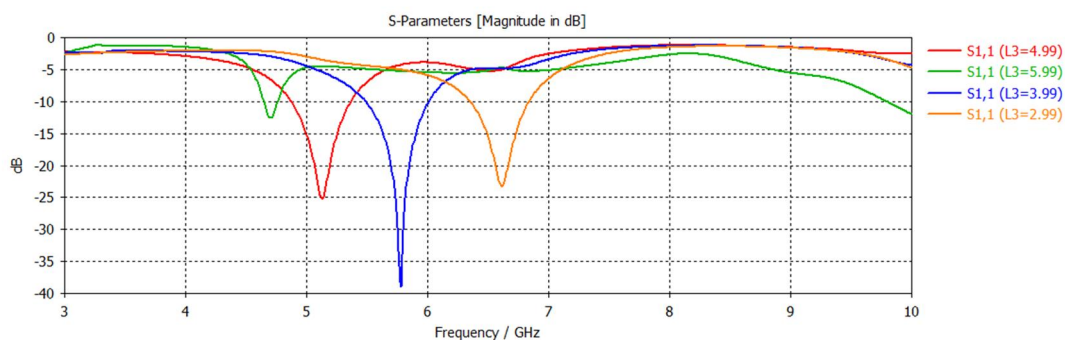


Figure IV. 40 Coefficient S_{11} pour des différentes longueurs de L3.

On constate qu'au fur et à mesure qu'on augmente la largeur L3 la fréquence centrale décale vers la gauche. La meilleure valeur de la largeur est trouvée égale à 4.99 mm.

Dans la Figure (IV.41) représentent l'évolution du coefficient de transmission S_{21} pour des différentes valeurs de L3

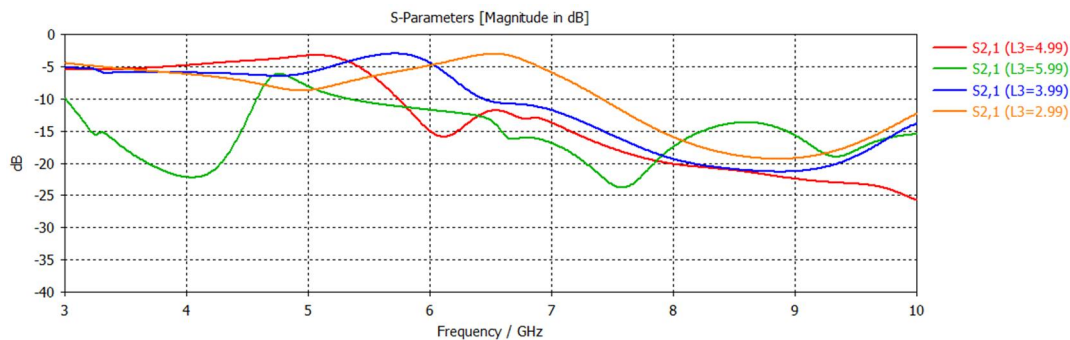



Figure IV. 41 Coefficient S_{21} pour des différentes longueurs de L3.

De la même façon, les résultats de simulation ont montrés que les meilleures performances concernant le paramètre S_{21} sont obtenues pour une largeur $L3=4.99$ mm. On constate également qu'avec $L3= 5.99$ mm le S_{21} est meilleur malheureusement nous l'avons pas adopté car avec cette largeur le S_{11} est mauvais.

IV. 3. Conclusion

Ce chapitre est consacré à la réalisation d'un filtre passe bande travaillant dans la bande Wifi-1 allant de 5.150 - 5.350 GHz. Le filtre proposée est atteint après une simulation approfondie puis une optimisation qui nous permet d'ajuster quelques paramètres afin d'aboutir à notre guise. La tâche principale a été consacrée à la présentation de nos résultats de simulation effectués à l'aide des logiciels de simulation (ADS, CST). Grâce au travail élaboré nous nous somme parvenue à maitriser ces simulateurs qui possèdent plusieurs caractéristiques qui nous ont conduits à obtenir des résultats très intéressants. Lors de notre étude nous avons réalisés et conçu deux filtres passe-bande dans la bande désirée WLAN.

Ces deux filtres que nous avons développés nous ont donnés des résultats convaincants en termes de filtrage sur cette bande. Les deux filtres conçus travaillant dans cette bande se distinguent en termes de rejection et de largeur de bande. Nos composants peuvent être employés dans divers systèmes de télécommunication.



CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique sans équivoque au cours de ces dernières années grâce à la forte demande de la population et de l'industrie à des systèmes performants. Les filtres micrstrips constituent une partie vitale de tout équipement de communication et de ce fait ils doivent être conçus d'une manière optimale.

La conception de filtre est en général divisée en deux grandes parties : la synthèse et la mise en œuvre technologique. La synthèse du filtre nous permet d'identifier la topologie du circuit de filtrage et de définir les valeurs des éléments constitutifs du filtre. Cette étape constitue alors le point de départ de la mise en œuvre technologique.

A travers de ce mémoire, nous nous sommes attachés à concevoir un filtre micro ruban travaillant dans la bande WLAN. Comme nous l'avons signalé auparavant notre but était d'atteindre et d'offrir de nouvelles structures avec des meilleures performances. Comme il a été montré que la diminution de la taille du filtre et l'amélioration des performances de liaison ont été des enjeux primordiaux.

Dans le premier chapitre nous avons présenté une étude théorique générales des filtres et numériques. Le deuxième chapitre a traité les filtres RF basés sur la technologie planaire. Le troisième chapitre a été consacré à une description des deux logiciels de simulation CST et ADS. Les deux logiciels ont été utilisés pour le développement de nos filtres.

Nous avons terminé avec le quatrième chapitre qui a été réservé à la conception d'un filtre passe-bande à base de résonateur à saut d'impédance. Ce filtre est conçu et optimisé à 5.1GHz pour une application dans les réseaux locaux sans fil (WLAN).

Les résultats obtenus sont satisfaisants et vérifient complètement et parfaitement le cahier de charge.

Résumé

Les filtres jouent un rôle important dans plusieurs applications RF/micro-ondes. Ils sont utilisés pour séparer ou combiner différents signaux micro-ondes. Les applications émergentes telles que les communications sans fils continuent à challenger les filtres RF via plusieurs exigences : haute performance, petite taille, poids léger, et faible cout.

Pour une structure de filtre RF que nous proposons dans ce travail se base sur l'utilisation de tronçons de lignes à saut d'impédance d'une part et de tronçons de lignes couplées d'autre part. Les principales caractéristiques du filtre optimale. Pour atteindre ce but l'étudiant doit passer par les techniques d'optimisation pour améliorer ces caractéristiques telles que les pertes de transmission et celles de réflexion.

Mots clés

Filtre RF, large bande, ADS, lignes micro-ruban couplées, guide d'onde coplanaire (CPW) ; Résonateur à saut d'impédances ; Analyse, conception et optimisation.

Abstract

Filters play an important role in many RF / microwave applications. They are used to separate or combine different microwave signals. Emerging applications such as wireless communications continue to challenge RF filters through several requirements: high performance, small size, light weight, and low price.

For an RF filter structure that we propose in this work is based on the use of impedance jump line sections on the one hand and coupled line segments on the other hand. The main features of the optimal filter. To achieve this goal the student must go through optimization techniques to improve these characteristics such as transmission and reflection losses.

Keywords

RF filter, broadband, ADS, coupled micro-ribbon lines, coplanar waveguide (CPW); Impedance jump resonator, analysis, design and optimization.

ملخص

تلعب المرشحات دوراً مهماً في العديد من تطبيقات RF الميكروويف. يتم استخدامها لفصل أو دمج إشارات الميكروويف المختلفة. لا تزال التطبيقات الناشئة مثل الاتصالات اللاسلكية تتحدى مرشحات التردد اللاسلكي من خلال العديد من المتطلبات: الأداء العالي ، الحجم الصغير ، الوزن الخفيف والسعر المنخفض.

ويستند هيكل مرشح RF الذي نقترحه في هذا العمل إلى استخدام مقاطع خط القفز المعاوقة من جهة وقطاعات الخط المزدوج من ناحية أخرى. الملامح الرئيسية للمرشح الأمثل. لتحقيق هذا الهدف ، يجب على الطالب الانتقال من خلال تقنيات التحسين لتحسين هذه الخصائص مثل خسائر الإرسال والتفكير.

الكلمات المفتاحية

مرشح الترددات اللاسلكية ، النطاق العريض ، الإعلانات ، خطوط الشريط الصغير المزدوجة ، الدليل الموجي المركب (CPW) ؛ مرنان القفز القفز والتحليل والتصميم والتحسين.

Références bibliographiques

- [1] B.K "Caractérisation des filtres micro-ruban à couplage capacitif et/ou parallèle par une formulation en ondes transverses", Mémoire Master, 2015.
- [2] B.N."Conception des antennes pifa mono-bande et multi-bandes GSM, DCS, PCS, UMTS et WIFI" mémoire de master. Université de TlemcenJuin, 2013.
- [3] R. T " Contribution à l'Optimisation de Transitions en Guides d'Ondes Cylindriques Métalliques. Applications aux Filtres et aux Convertisseurs de Modes" Doctorat, UNIVERSITE MENTOURI – CONSTANTINE, en science 2012.
- [4] B.M.A "Analyse et conception de nouvelles structures de filtres larges bandes pour des applications en Télécommunications" Université Abou Bakr Belkaid Tlemcen, 2011.
- [5] L, B "composant à ondes élastique de surface pour le filtrage à gabarits maîtrisés aux fréquences radios pour applications spatiales et professionnelles " thèse de doctorat de, Université de Franche, 2015.
- [6] G, k et B, S "Review of various filter designs and their comparison " Vidya Publications, 2016.
- [7] S, S "Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunications" Thèse de doctorat en télécommunications 2013, Universite Abou Bekr Belkaid-Tlemcen, 2013.
- [8] Y, A et O, B et S, E " Développement d'un Filtre Microruban àLignes Couplées Passe-bande de 6,5Ghz ", Article Ecole Nationale des Sciences Appliquées de Khouribga 2014.
- [9] K, L "A Basic Introduction to Filters-Active, Passive, and Switched- Capacitor ", Article National Semiconductor Application Note 779 April 21, 1995.
- [10] <http://www.f-legrand.fr/scidoc/docmml/sciphys/tpelectro/filtre/filtre.html>.
- [11] B, T" Filtrage actif pour les réseaux déséquilibrés et distordus" Mémoire de Magister, pour l'obtention du diplôme de magister option contrôle 2014,université ferhat abbas, setif-1-ufas (Algérie), 2014.
- [12] H, L et K, W et A "ACTIVE FILTERS: USAGE IN MODERN TECHNOLOGY " article, College of Engineering, Gurgaon, 2014.
- [13] K, A et L, F, Z " Miniaturisation des filtres passe bande à base des méta-matériaux en technologie SI" Mémoire de Master, université Tahar Moulay Saida, 2018.
- [14] M. B, "Signal Detection and Estimation“, Second Edition, Artech House, Boston,MA, SA, 2005.

- [15] O. S "Traitement Numérique du Signal", Polycopié de cours, Université de Rennes 1 France 2014
- [16] M. K, 'Traitement numérique des signaux', (Deuxième édition Presses polytechniques Romandes, CH-1015, Lausanne, Suisse, 1989).
- [17] Y, C " Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications " thèse de doctorat, l'Université de Bretagne Occidentale U.F.R. Sciences et Techniques de Brest 2006.
- [18] J.S. Hong, M. J. Lancaster "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications" John Wiley and Sons. New York, 2001.
- [19] S. V. Kaveri "Design of Tunable Edge-Coupled Microstrip Bandpass Filters" These de doctorat UTAH State University Logan, 2008.
- [20] Glover, S. R. Pennock and P. R. Shepherd: microwave devices, circuits and subsystems for communications engineering, 2005.
- [21] D.S et M.S "Analyse et conception des filtres passe-bande microruban pour les applications ULB" Mémoire Master Académique, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2018.
- [22] Shreyasi Srivastava, R.K.Manjunath, Shanthi P "Design, Simulation and Fabrication of a Microstrip Bandpass Filter" Article, Anantpur, India, 2014.
- [23] Ali A. Behagi " RF and Microwave Circuit Design", A Design Approach Using (ADS), Published in USA Techno Search , Ladera Ranch, CA 92694, Copyright 2015.
- [24] A, Hamadachi, S, Mansar er T Elbahri "Advanced Design System (ADS)" Travaux Pratiques, 2009.
- [25] Help de ADS.
- [26] Djuradj B and Charles W. T " Extremely narrow micro-strip filters using periodic couplers" Article University of Westminster et University of London,1998.
- [27] M.Taghizadeh1, Gh.Moloudian2, A.R.Rouzbeh3 "Design and Simulation of Band-Pass Filter using Micro-Strip Lines" Article, Journal of Computer Science and Mobile Computing, 2015.
- [28] B. Z et B. Y "nouvelles topologies des filtres passe-bandes à base de la technologie SIW Opérant en bandes KU,C et S pour des applications satellitaires" mémoire de master. Université de Tlemcen Juin 2015.
- [29] CST 1998-2010 CST – Computer Simulation Technology AG All rights reserved.
- [30] B.F "Etude D'une Antenne Micro-ruban Triangulaire A Bande Interdite Photonique (BIP) 2D" mémoire de master. Université de M'sila, Juin2016.

[31] G. Poitau, "Contribution au développement d'un isolateur coplanaire à résonance par la méthode des différences finies dans le domaine temporel"; thèse de Doctorat; Institut national des sciences appliquées Lyon; juillet 2002.

[32] CST STUDIO SUITE® Electromagnetic and Multiphysics Simulation Software

[33] TP Simulation Hyperfréquences, " Introduction à la conception de filtres micro-ondes". DESS Optoélectronique & Hyperfréquences.