

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou



Faculté de Génie Electrique et d'Informatique
Département d'Electronique

**Mémoire de Fin d'Etudes
de MASTER ACADEMIQUE**
domaine : Sciences et technologies
Filière : Génie électrique
Spécialité : Microélectronique

Présenté par

**Filali Kosseila
Bekhtaoui Sofiane**

Thème

***Etudes et simulation d'un filtre passe bande pour des
applications radiofréquences***

LIEU DE STAGE : Centre de Développement des Technologies Avancées (CDTA)
[Division Microélectronique et Nanotechnologie(DMN)]

Promoteur :
Mme Hatem Djedjiga

Encadreur :
Mr. Goudjil Mohammed

Soutenus publiquement le 26/09/2018 devant :

ATTAF YUCEF
BOUDIA OUARDIA
GOUDJIL MOHAMMED
HATEM DJEDJIGA

MCB (UMMTO)
MAA (UMMTO)
MAITRE DE RECHERCHE (CDTA)
MCA (UMMTO)

président
Examinatrice
PROMOTEUR
CO-PROMOTRICE

PROMOTION 2018

Remerciements

Nous tenons à adresser nos vifs remerciement à monsieur **GOUDJIL MOHAMMED**, lui qui nous a proposé ce sujet et nous a orienté dans le travail ainsi a madame **HATEM DJEDJIGA** qui nous donne de précieux conseils, qu'ils trouvent ici l'expression de notre profonde gratitude, nos remerciement vont aussi à tout les enseignants du département d'électronique qui ont contribué a notre formation.

Dédicace

Je dédie ce travail à :

- à mes deux chers parents que je ne pourrai jamais remercier assez
- à la mémoire de mon grand père tombé sur le champ d'honneur et à tous les martyrs de la guerre de libération et aux martyrs de la démocratie
- aux êtres les plus chers que j'ai dans ce monde.
- à mes frères et ma sœur et mes belles sœurs ainsi que mes petits neveux
- à celui qui a bercé mon enfance, et qui m'a permis d'espérer là où l'espoir est péché « le docteur SAID SADI »
- à tout les militants injustement incarcérés sous l'ère BOUTEFLIKIENNE

Kosseila ,

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

- À mon cher père, qui m'a toujours soutenu et encouragé, je ne le remercierai jamais assez.
- À ma chère mère, ma source d'encouragement et de réussite ; pour son aide et son soutien.
- À mon cher frère et sœurs ainsi mes petits neveux.
- À mes cousins.
- À tous mes chers amis.
- Ainsi qu'à tous ceux qui me sont chers.

Sofiane,

TABLE DES MATIERES

Table des matières	
Liste des figures	
Liste des tableaux	

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

CHAPITRE I : Généralités sur les filtres

I.1. Généralités	2
I.2 Définition d'un filtre	2
I.3. Différents types de filtres.....	2
I.3.1. filtre passe haut.	3
I.3.2. Filtre passe bas... ..	3
I.3.3. Filtre passe bande.....	4
I.3.4. Filtre coupe bande.....	4
I.4. Catégories de filtres	5
I.5.Filtre idéal et filtre réel	5
I.5.1. Gabarit d'un filtre réel	6
I.5.2. Grandeur du gabarit d'un filtre	7
I.6 Utilisation des filtres électriques	7

CHAPITRE II : Filtrage micro-ondes

II.1. généralités	8
II.2. Définition du filtrage micro-ondes	8
II.3. Notion sur les filtres	9
II.4. fonctions de filtrage recherchées	10
II.4.1. La loi de Butterworth.....	10
II.4.2. La loi de Tchebychev.....	11
II.4.3. Calcul des paramètres g_k	12
II.5. Processus de synthèse d'un filtre de Tchebychev	12
II.6. Filtre prototype passe bas	13
II.6.1. Normalisation des unités	14
1) Normalisation de l'unité de fréquence	14
2) Normalisation de l'unité d'impédance	14
II.7. La transposition de fréquences	14
1) Transposition passe bas vers passe haut	15
2) Transposition passe bas-passe bande	15
3) transposition passe bas- coupe bande.....	16

TABLE DES MATIERES

II.8. valeurs des éléments constitutifs du filtre passe bas	16
II.9. Dénormalisation et changement de variable ou de fréquence	17
II.10. Les éléments du filtre passe bande	19
II.11. Paramètres de diffusion	19
II.11.1 Définition des paramètres S	20
II.12. Gain d'insertion	22

CHAPITRE III : structures planaires

III.1. Généralité s	23
III.2. Structures planaires	23
III.3. Différentes structures planaires	24
III.4. Avantages et inconvénients des structures planaires	24
III.5. Structures des lignes de transmission planaires	24
III.6. Lignes de transmission micro ruban	25
III.7. Formule d'analyse et de synthèse d'une ligne microstrip	27
a-Formules d'analyse	27
b-Formules de synthèse	27
c-Atténuation d'une onde dans une ligne micro ruban.....	28
III.8. Topologie coplanaires (CPW)	28
III.9. Topologie de ligne à fente (CPS)	30
III.10. La technologie ligne à fente ou stoline	31
III.11. La ligne bande ou ligne triplaques	31
III.12. Ligne à ailettes.....	32
III.13. La technologie multicouche (LTCC)	33
III .14. Comparaison entre les différentes lignes planaires	33

CHAPITRE IV : simulation d'un filtre passe bande

IV.1. Introduction	35
IV.2 Présentation du logiciel ADS	35
IV.2.1. Les différentes fenêtres design et Data Display	36
IV.3. Définition de l'époxy	38
IV.4. Simulation d'un filtre passe bande	38
IV.4.1. Définition du cahier de charge	38
IV.4.2. Configuration du smart component.....	39
IV.4.3. Transformation du filtre « smart component » à un filtre à base de résonateur...	39
IV.4.4. Réponse du filtre et paramètres S	40

TABLE DES MATIERES

IV.4.5. Transformation du filtre à base de résonateurs à un filtre a base de ligne de transmission	40
IV.4.6. Layout du filtre micro ruban	42
IV.7 Conclusion	42
CONCLUSION GENERALE	43
Référence bibliographique	44

LISTE DES FIGURES

Figure I-1 Signal d'un filtre passe haut

Figure I-2 signal d'un filtre passe bas

Figure I-3 Signal d'un filtre passe bande.

Figure I-4 Signal d'un filtre coupe bande

Figure I.5: Réponse d'un filtre passe bande réel

Figure I.6 : Gabarits des filtres

Figure II.1 : réponse d'un filtre passe bas

Figure II.2: filtre passe bas de type Butterworth

Figure II.3: filtre passe bas de type Tchebychev

Figure II.4: réponse d'un filtre passe bas exprimée en fonction de la fréquence normalisée

Figure II.5: Transposition passe bas – passe haut

Figure II.6: transposition du passe bas vers le passe bande

Figure II.7 : transposition passe bas –coupe bande

Figure II.8: filtre prototype passe bas.

Figure II.9 : Filtre passe bande

Figure II.10: représentation d'un circuit HF

Figure II.11 : circuit électrique représentant l'alimentation et la charge d'un quadripôle

Figure III.1 : ligne micro ruban

Figure III.2 : une ligne micro ruban avec son model fixe.

Figure III.3 : ligne coplanaire

Figure III.4: ligne CPS et ses lignes de champs électriques et magnétiques.

Figure III.5 : coupe transverse d'une ligne slotline.

Figure III.6 : ligne triplaque

Figure III.7: ligne à ailettes

Figure IV.1 : Fenêtre de type « design »

Figure IV.2 : Fenêtre de type « Data Display »

Figure IV.3: Fenêtre de type « layout »

Figure IV.4: cahier de charge et exemple de réponse

Figure IV.5 : configuration du smart component

Figure IV.6 : filtre à base de résonateurs

Figure IV.7 : réponse du filtre simulé et paramètre S

Figure IV.8 : structure du filtre à base de ligne de transmission

Figure IV.9 : Layout du filtre

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1: Dénormalisation et changement de variables

Tableau IV.1: caractéristiques des substrats utilisés dans la simulation

Tableau IV.2 : largeur et longueur des lignes en fonction du substrat

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

L'importante utilisation du spectre de fréquences a engendré de nouvelles contraintes sur les systèmes de télécommunication, ce qui entraîne systématiquement de nouvelles recherches et de nouvelles technologies qui accompagneront le marché dans le progrès et le développement.

Les filtres micro-ondes passifs sont considérés comme étant une pièce maîtresse dans l'analyse des signaux dans le domaine des télécommunications modernes : spatial, téléphonie mobile, radars ...

La conception des filtres radiofréquences et micro-ondes constitue un grand défi, des performances électriques sans cesse améliorées, une sélectivité importante, un minimum d'encombrement et un coût de production réduit. Tous ces détails représentent une contrainte importante dans leur réalisation.

Les structures planaires ont connu ces dernières années via de nombreuses recherches approfondies dans le domaine un important développement technologique très attractif qui est caractérisé par leur faible coût de réalisation, adaptation et intégration sur les systèmes actifs.

Dans ce contexte, les travaux que nous présentons dans ce manuscrit s'inscrivent dans cet axe de recherche de mise au point de méthodes de synthèse originales pour la conception de filtres planaires hyperfréquences.

Dans la première partie de notre mémoire, nous avons abordé des généralités sur les filtres.

Dans la deuxième nous avons abordé le filtrage micro-onde, dont les équations et les transformations qui régissent ce dernier.

La troisième partie, nous l'avons consacrée à la technologie planaire utilisée dans le domaine des micro-ondes.

Et pour la quatrième, voire le dernier chapitre, il comporte la partie pratique, la simulation d'un filtre passe bande sur le logiciel « agilent ADS » en utilisant l'option « smart component ».

Chapitre I:
Généralités sur les filtres

I.1 Généralités

Dans la transmission, un signal est toujours accompagné par des signaux indésirables (bruits, parasites, fréquences porteuses ...), ce qui rend utile l'utilisation des filtres. Ce qui distingue ces derniers c'est leur technologie et leur domaine d'utilisation : les filtres très basse fréquence, les filtres audiofréquences, les filtres hyper-fréquences.

Tous les filtres ont en commun des circuits sensibles à une fréquence particulière appelés résonateurs qui sont généralement à constantes localisées.

Aux fréquences moyennes [10^2 - 10^7 Hz], on trouve surtout des résonateurs inductance-capacité ou piézo-électrique.

Ainsi aux fréquences très élevées [$>10^8$ Hz], les résonateurs sont à constantes réparties : lignes de transmission, guide d'ondes ou cavité. [1]

I.2 Définition d'un filtre

Un filtre est un composant électronique, quadripôle linéaire sans pertes qui permet de séparer les signaux, selon leurs fréquences.

Sa caractéristique principale est le graphe de l'atténuation en fonction de la fréquence.

La courbe d'atténuation est définie par sa bande passante(B), sa pente de rejection (K) ou raideur, ses pertes d'insertion et à son taux d'ondulation, ainsi le choix de la technologie du filtre dépend du[1] :

- gabarit
- l'atténuation ou affaiblissement
- la fréquence de coupure
- la sélectivité, raideur ou pente de réjection

I.3 Différents types de filtres

- Filtre passe haut
- Filtre passe bas
- Filtre passe bande
- Filtre coupe bande

I.3.1 filtre passe haut

Il ne laisse passer que les fréquences supérieures à la fréquence dite « fréquence de coupure », il atténue les fréquences inférieures.

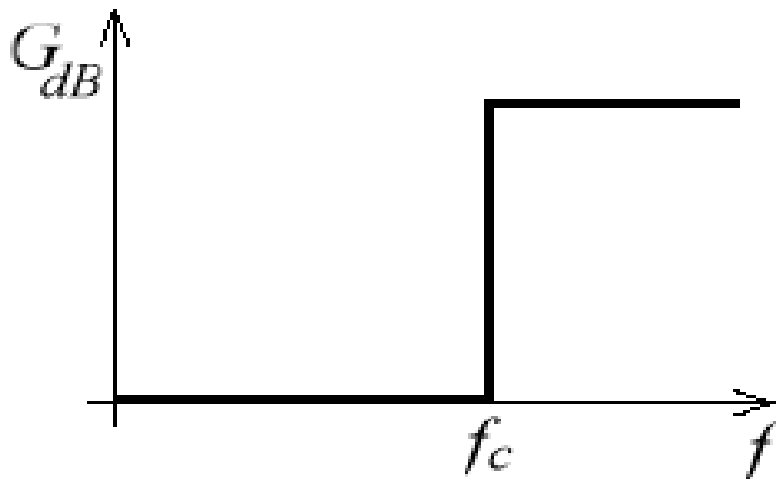


Figure I-1 Signal d'un filtre passe haut

I.3.2 Filtre passe bas

Contrairement au filtre passe haut, le passe bas ne fait passer que les fréquences au dessous de la fréquence de coupure.

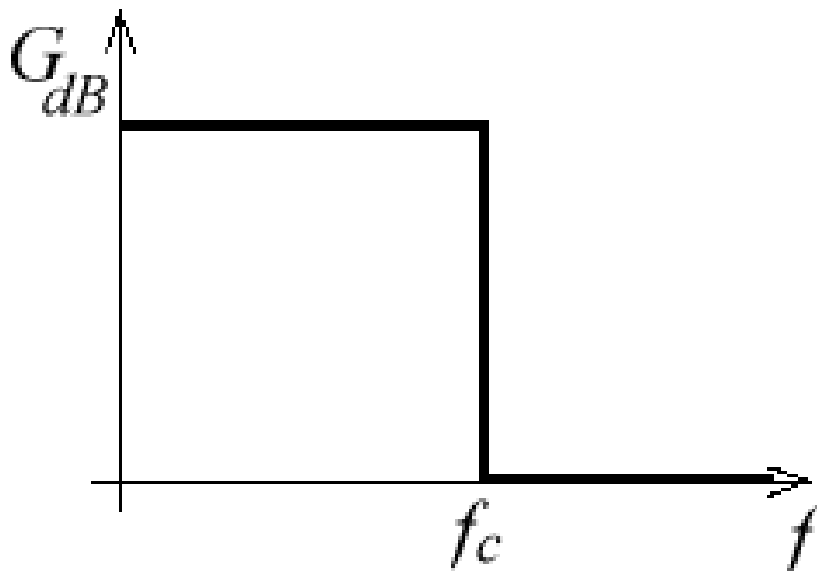


Figure I-2 signal d'un filtre passe bas

I.3.3 Filtre passe bande

Il ne laisse passer qu'une certaine bande de fréquences déterminée (il atténue tout ce qui est au dessus ou au dessous de cette bande), il est très utilisé dans le domaine des transmissions pour isoler le signal qu'on souhaite capter.

Les filtres passe-bandes ont pendant longtemps été réalisés sous forme analogique. Aujourd'hui, ces filtres sont supplantés par leur équivalent numérique, bien plus facile à configurer et offrant une sélectivité supérieure.[2]

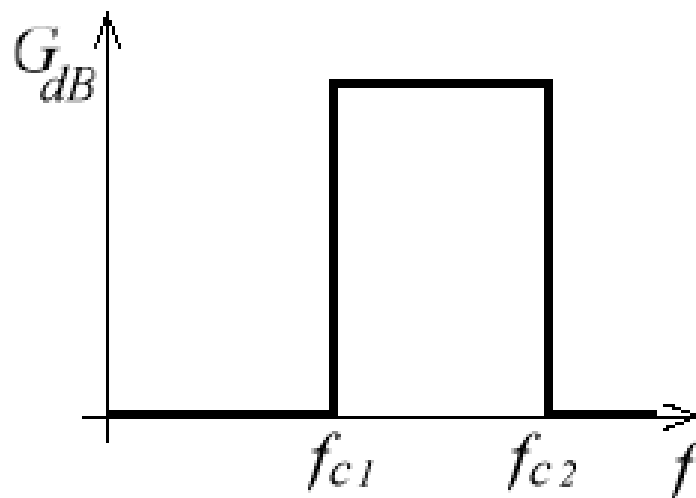


Figure I-3 Signal d'un filtre passe bande.

I.3.4 Filtre coupe bande

C'est l'inverse d'un passe bande, il atténue sur la même bande que le passe bande fait passer les fréquences.

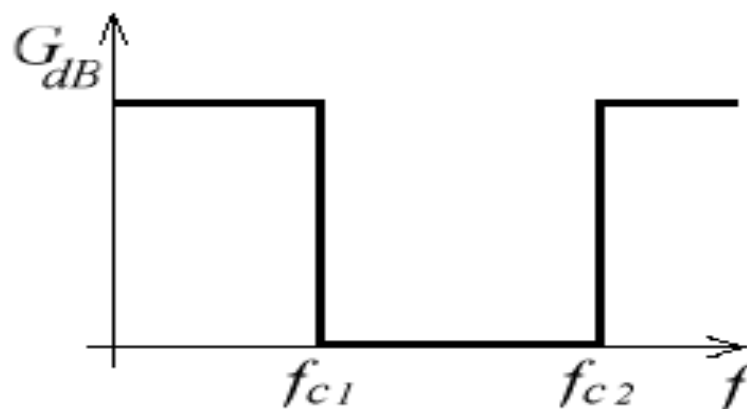


Figure I-4 Signal d'un filtre coupe bande

I.4 Catégories de filtres

Il existe en général deux grandes catégories de filtres :

- Filtres passifs qui sont constitués d'éléments passifs, tels que les selfs, les résistances et les capacités
- Filtres actifs qui sont constitués de réseaux passifs et d'éléments actifs (amplificateurs opérationnels, transistors ...)

I.5 Filtre idéal et filtre réel

La réalisation d'un filtre nécessite de connaître le spectre des fréquences composant le signal utile, le filtre idéal transmettra toutes les composantes du spectre sans déformation en éliminant complètement les signaux indésirables.[3]

En pratique, nous ne pouvons pas réaliser des filtres répondant aux courbes idéales mais il est possible de les rapprocher en admettant trois imperfections :

- L'atténuation en bande passante n'est pas nulle
- L'atténuation en bande coupée représente une valeur infinie
- La transition entre les bandes passante et les bandes coupées ne se fait pas d'une manière brusque mais d'une manière progressive. [3]

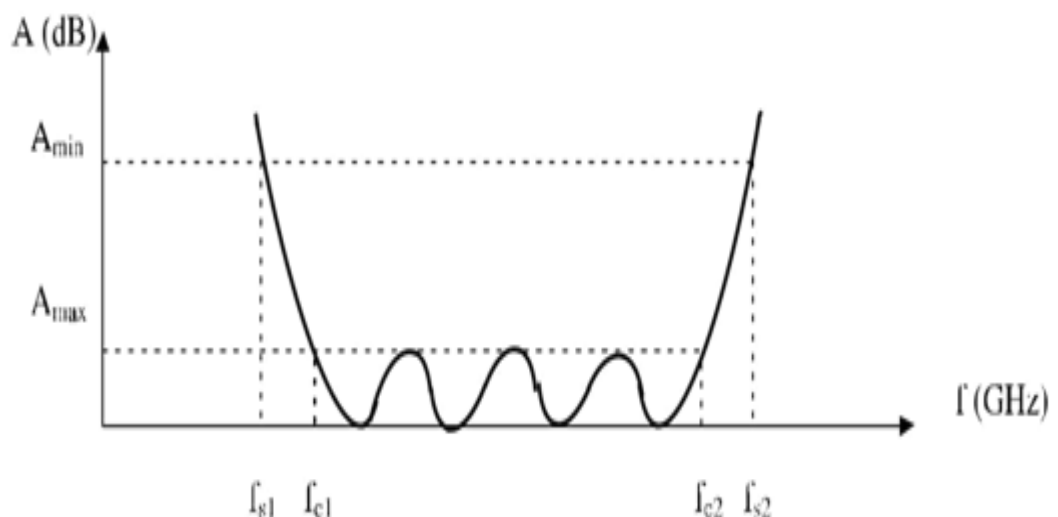


Figure I.5 : Réponse d'un filtre passe bande réel

I.5.1 Gabarit d'un filtre réel

Plus un filtre se rapproche du filtre idéal, plus les bandes de transition deviennent raides (A_{max} faible, A_{min} élevée) et plus il nécessite de composants.

Donc la réalisation d'un filtre consiste à rechercher un compromis performances-nombre de composants. Pour parvenir à ce but, on définit un gabarit à l'intérieur duquel la courbe d'affaiblissement doit se situer.[3]

Les différents gabarits des types de filtres ont l'allure comme dans la figure I.5

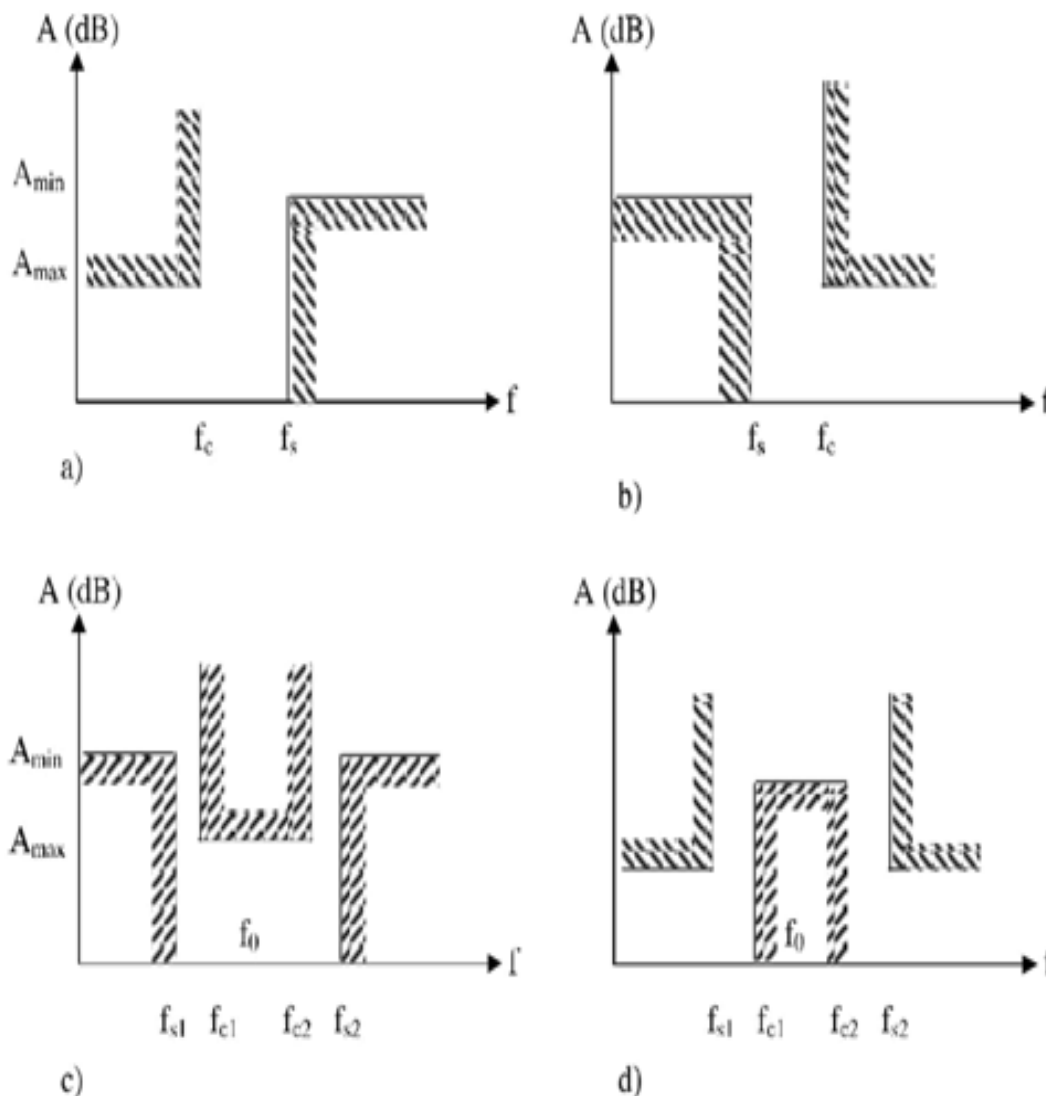


Figure I.6 : Gabarits des filtres

- a) Passe bas
- c) Passe bande

- b) Passe haut
- d) Coupe bande

I.5.2 Grandeur du gabarit d'un filtre

Un gabarit de filtre passe-bas (passe haut) est entièrement défini par la connaissance des grandeurs A_{\max} , A_{\min} , F_s , F_c .

En ce qui concerne les filtres passe-bande (coupe-Bande), il existe quatre fréquences (f_{s1} , f_{s2} , f_{c1} , f_{c2}) et deux atténuations A_{\max} , A_{\min} , du fait de leur symétrie par rapport à la fréquence centrale. Ces filtres vérifient la relation :

$$F_{c1} \cdot F_{c2} = F_{s1} \cdot F_{s2} = F_0^2 \quad (\text{I.1})$$

F_0 : étant la fréquence centrale du filtre.

I.6 Utilisation des filtres électriques

Les filtres électriques qui sont très utilisés de nos jours dans plusieurs domaines dont nous citerons :

- Les filtres de radio communication : ils sont utilisés dans les récepteurs, dont une bande de fréquences est sélectionnée par un filtre d'entrée, en éliminant les signaux de fréquences différentes que la fréquence de la bande choisie.
- Les filtres de modulations et de démodulations : dans une transmission, on utilise toujours un signal porteur (fréquence porteuse), il est alors nécessaire de limiter au maximum le spectre des fréquences émises pour ne pas encombrer le support de transmission.

Ce rôle est rempli par un filtre de modulation ; de même à la réception, le filtre de modulation ne retiendra que la bande des fréquences correspondant au signal émis.

- Les filtres d'analyse spectrale : l'analyse d'un signal noyé dans un bruit nécessite l'utilisation d'un filtre en peigne, qui n'est qu'une suite de filtres ne laissant chacun qu'une bande très étroite de fréquences.
- Les filtres améliorant signal/ bruit : lorsqu'on connaît les fréquences d'un signal noyé dans un bruit, il est possible d'améliorer la qualité du signal à l'aide d'un filtre qui ne laissera passer que ces fréquences.[4]

Chapitre II :
Filtrage micro-ondes

CHAPITRE II : Filtrage micro-ondes

II.1 généralités

Il est admis que le domaine des ondes hyperfréquences (micro-ondes), correspond à une partie du spectre des ondes électromagnétiques dont on définit leur bande de fréquences de 300 MHz à 300 GHz. Des antennes émises dans l'espace libre des ondes électromagnétiques, on parle dans ce phénomène de propagation libre des ondes, qui est largement utilisé par la radiotéléphonie, les radars...

Il est nécessaire de transmettre cette énergie électromagnétique dans des structures appelées « guide ».

A basse fréquence, on utilise plus souvent des fils ou câbles qui transmettent des signaux électriques, mais ce n'est qu'une méthode simplifiée qui permet un calcul simple à l'aide des théories des lignes.

Le guide constitue la structure reliant l'émetteur et le récepteur, ce dernier peut être l'entrée d'un amplificateur, filtre ou antenne, il est aussi l'élément clé dans l'interconnexion de dispositifs.

II. 2 Définition du filtrage micro-ondes

Le filtrage est l'action servant à éliminer une fréquence ou une bande de fréquences, ou inversement, à favoriser une fréquence ou une bande de fréquences. Autrement dit, c'est l'action de modifier les composantes spectrales d'un signal électrique

Les filtres sont les composants les plus utilisés dans le domaine de la télécommunication dont leur application principale est le multiplexage fréquentiel des signaux.

La conception des filtres hyper-fréquences est compliquée car les éléments qu'on utilise sont à paramètres distribués, il n'existe pas de méthode de synthèse totalement générale, le comportement fréquentiel des éléments de circuit micro-ondes (ligne de transmission, cavité ...) est complexe, ce qui rend impossible de développer une méthode de synthèse générale et complète.

De nombreuses techniques de conception des filtres micro-ondes ont été développées en dépit des complications additionnelles dues aux hyper-fréquences.

CHAPITRE II : Filtrage micro-ondes

Les filtres hyperfréquences peuvent être utilisés en association avec d'autres éléments ou dispositifs passifs, comme cela est le cas dans les multiplexeurs ou les duplexeurs souvent employés en télécommunications. Les filtres hyperfréquences sont aussi utilisés dans les circuits actifs tels que les amplificateurs, oscillateurs, etc.

Les résonateurs micro-ondes, sont utilisés dans des applications parmi lesquelles on peut citer les filtres, les oscillateurs, les fréquencemètres, les amplificateurs accordés et les capteurs micro-ondes.

Le fonctionnement des résonateurs micro-ondes et à bien des égards, semblable au fonctionnement des circuits accordés à éléments localisés.[4]

II.3 Notion sur les filtres

Contrairement à l'analyse qui n'est autre que l'étude des propriétés d'un réseau donné, la synthèse consiste à trouver un réseau répondant aux conditions fixées dans le cahier de charge.

Les principes de base de synthèse sont :

- La transformation de fréquence.
- Les approximations à l'aide des équations mathématiques

La synthèse de n'importe quel filtre commence à partir d'un filtre passe-bas, appelé « prototype », car il a tout les zéros de transmission à l'infini.

Les autres types de filtres sont déduits à partir du prototype par la transformation de fréquence.

La fonction de transfert d'un filtre passe bas est sous la forme suivante

$$|t(p)| = \frac{1}{1 + a_1p + a_2p^2 + \dots + a_np^n} \quad (II.1)$$

Où les a_i sont des constantes, le p operateur hcaviside ($p=jw$)

La fonction de transfert représente le rapport : le signal de sortie sur celui de l'entrée

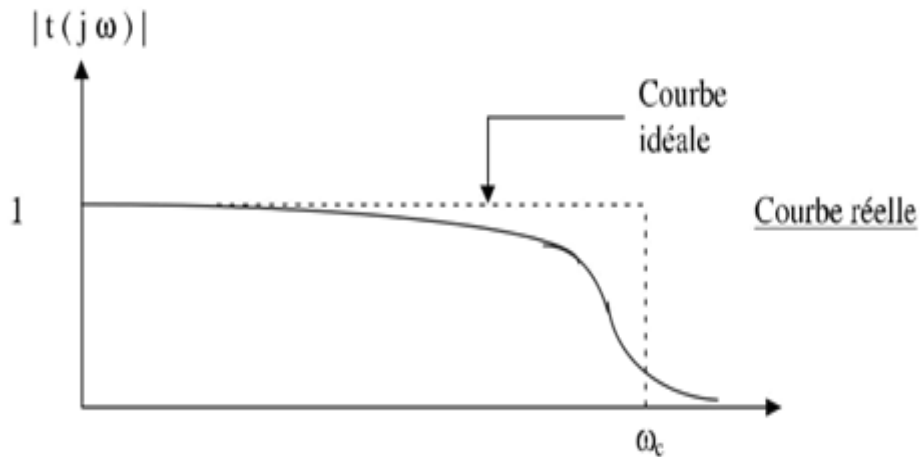


Figure II.1 : réponse d'un filtre passe bas

II.4 fonctions de filtrage recherchées

La courbe donnant l'atténuation d'un filtre en fonction de la fréquence est une caractéristique essentielle de ce filtre. La loi mathématique qui la représente est appelée fonction de filtrage. On utilise deux lois principales [5]

II.4.1 La loi de Butterworth

Elle correspond à une courbe de réponse « à plat maximal » et la fonction suivante :

$$A(db) = 10 \log|1 + (w/w_c)^2| \quad (II.2)$$

Toutes les courbes répondant à cette loi passent par le point défini par $(w/w_c)=1$ et $A=3db$

Au-delà de ce point, leur pente est d'autant plus grande que n est plus élevé.

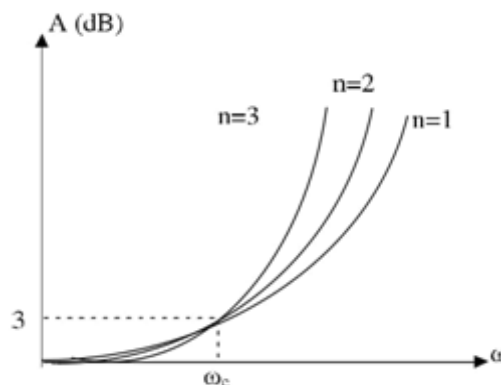


Figure II.2: filtre passe bas de type Butterworth

CHAPITRE II : Filtrage micro-ondes

II.4.2 La loi de Tchebychev

Elle correspond à une courbe de réponse (figure II.3) qui présente des ondulations d'amplitude A_m jusqu'à $w/w_c=1$ et sa fonction est la suivante :

$$A_{db} = \begin{cases} 10 \cdot \log \left| 1 + \left(10^{\frac{A_m}{10}} - 1 \right) \cos^2 \left(n \cos^{-1} \frac{w}{w_c} \right) \right| & \text{pour } w \leq w_c \\ 10 \cdot \log \left| 1 + \left(10^{\frac{A_m}{10}} - 1 \right) \cos^2 \left(n \cosh^{-1} \frac{w}{w_c} \right) \right| & \text{pour } w \geq w_c \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

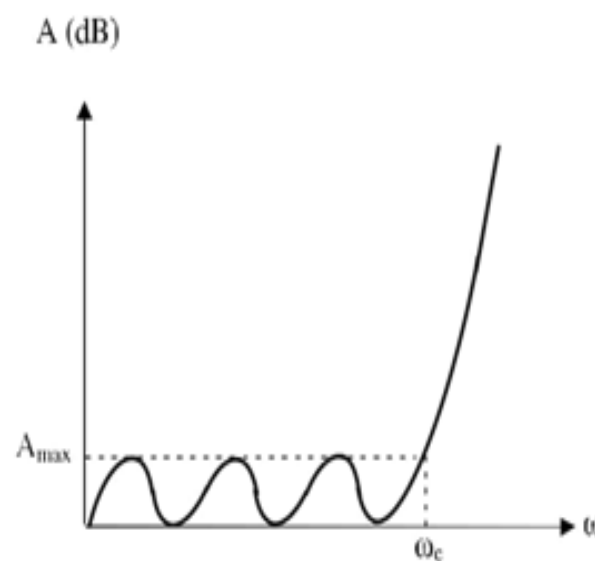


Figure II.3: filtre passe bas de type Tchebychev

Chacune de ces lois représente des avantages et des inconvénients, à n égale la première permet d'obtenir les niveaux les plus faibles pour $w > w_c$.

Le choix de n correspondant au nombre d'éléments du filtre est conditionné par la pente de rejection que l'on veut obtenir en dehors de la bande passante du filtre. Pour chacune des deux lois, les courbes permettent de trouver la valeur n convenable [5]

NB : la loi de Tchebychev est souvent employée car elle permet de limiter le nombre de cellules nécessaires et d'avoir les meilleures pentes de rejection.

CHAPITRE II : Filtrage micro-ondes

II.4.3 Calcul des paramètres g_k

Cas des filtres de Butterworth :

$$g_k = 2 \sin \left[\frac{(k-1)}{2n} \Pi \right] \quad K=1,2,\dots,n$$

Cas des filtres de Tchebychev:

$$g_k \begin{cases} \frac{2a_k}{\gamma} & \text{pour } k = 1 \\ \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} & \text{pour } k = 2,3, \dots n \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$a_k = \sin \left[\frac{(2k-1)}{2n} \right]$$

$$K=1,2,\dots,n$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{k\Pi}{n} \right)$$

$$\gamma = sh \left[\frac{\ln[\cotg(A_{max}/17.37)]}{2n} \right] \quad (\text{II.5})$$

Où « n » est l'ordre du filtre.

Les paramètres g_k existent dans les tables en fonction du nombre de cellules et du niveau A_{max} de l'ondulation dans le filtre prototype [6].

II.5 Processus de synthèse d'un filtre de Tchebychev

Ce processus est basé sur les étapes qui suivent [7]:

- Définition d'un cahier de charge

F_0 : fréquence centrale.

F_{c1}, F_{c2} : fréquences de coupure

F_{s1}, F_{s2} : fréquences de la bande d'atténuation

A_{max} : atténuation maximale.

A_{min} : atténuation minimale.

CHAPITRE II : Filtrage micro-ondes

- Détermination du nombre d'ondulation (ordre du filtre)

Le nombre d'ondulation est le nombre de cellules, ce nombre est donné par l'approximation de Tchebychev [4] :

$$N \geq \frac{\log_{10} \left(10^{\frac{A_{min}}{10}} - 1 \right) - \log_{10} \left(10^{\frac{A_{max}}{10}} - 1 \right) + 0.6}{0.6 + 2 * \log \left(\frac{F_{c2} - F_{c1}}{F_{s2} - F_{s1}} \right)} \quad (\text{II.6})$$

- Calcul des paramètres g_k

Les équations et les étapes sans données dans les formules précédentes (II.4)

- Définir la bande passante relative :

$$B_p = F_{c1} - F_{c2} / F_0 \quad (\text{II.7})$$

- Calcul des réactances réduites μ_i :

$$\mu_i = \frac{X_i}{Z_0} \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Et } \mu_i = \sqrt{V_i - \frac{1}{\sqrt{V_i}}} \quad ; \text{ pour } 1 \leq i \leq N+1 \quad (\text{II.9})$$

Et V_i sont données par :

$$V(1) = V(N+1) = \frac{2 \cdot g(1)}{\pi \cdot B_p} \quad (\text{II.10})$$

$$V_i = \frac{4 \cdot g(i-1) \cdot g(i)}{\pi^2 B_p^2} \quad ; \text{ pour } 2 \leq i \leq N$$

Et les longueurs électriques θ_i par :

$$\theta_i = \pi - \frac{1}{2} \cdot \left(\operatorname{atan} \left(\frac{2}{\mu_i} \right) + \operatorname{atan} \left(\frac{2}{\mu_{i+1}} \right) \right) ; \text{ pour } 1 \leq i \leq N$$

II.6 Filtre prototype passe bas :

La réalisation de n'importe quel filtre se ramène à celle du filtre passe bas appelé « prototype ». Pour faciliter la synthèse, on fait intervenir deux simplifications :

- La normalisation des unités de fréquences et d'impédances
- La transposition de fréquence.

II.6.1 Normalisation des unités

CHAPITRE II : Filtrage micro-ondes

1) Normalisation de l'unité de fréquence

La fréquence normalisée est :

$$f = \frac{F}{F_u}$$

Pour les filtres passe bas et passe haut, F_u sera la dernière fréquence passante : $F_u = F_c$

Et pour les filtres passe bande ou coupe bande, la fréquence centrale est telle que :

$$F_u = F_0 = \sqrt{F_{c1} F_{c2}} \quad (\text{II.11})$$

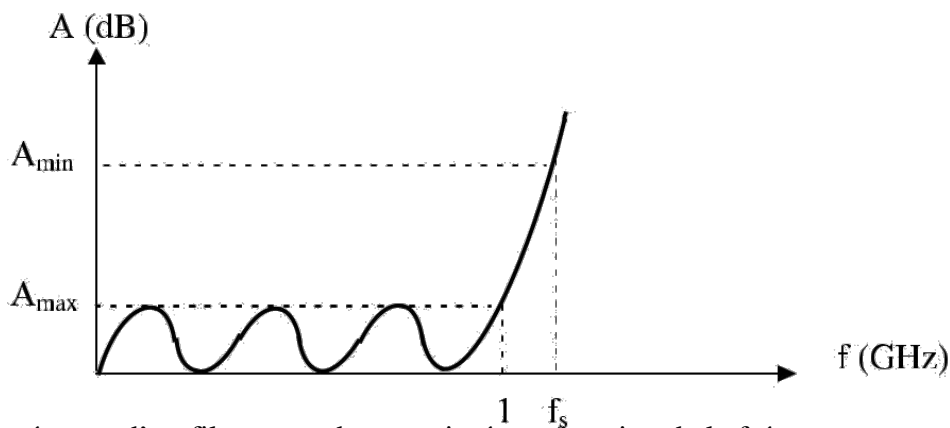


Figure II.4: réponse d'un filtre passe bas exprimée en fonction de la fréquence normalisée

2) normalisation de l'unité d'impédance :

Nous prenons comme unité d'impédance une valeur particulière R_0 , la normalisation se fait en général par rapport à l'impédance de charge R_L .

II.7 La transposition de fréquences

La transposition de fréquences est une action qui permet d'étudier n'importe quel filtre à partir du prototype.

Ces transpositions s'appliquent à la fois au gabarit, aux fonctions de transfert et à l'élément constitutif du filtre.

Quand le filtre « prototype » est constitué d'éléments passifs, nous obtiendrons les filtres transposés en appliquant la transformation aux éléments dépendants de la fréquence.

CHAPITRE II : Filtrage micro-ondes

La normalisation des grandeurs se fait par rapport à l'impédance de charge R_L , supposée identique pour le filtre et par rapport à la pulsation de coupure ω , pour le passe haut, (ω_{c1} , ω_{c2}) pour le passe bande et le coupe bande. [8]

1) Transposition passe bas vers passe haut

Elle transforme les inductances en capacités et vice-versa.

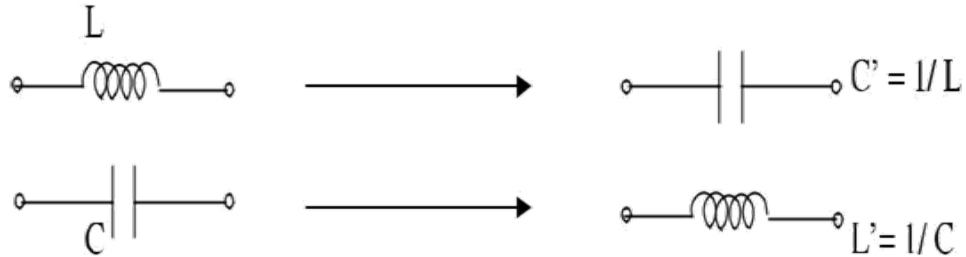


Figure II.5: Transposition passe bas – passe haut

2) Transposition passe bas-passe bande

Le filtre souhaité n'a qu'une bande passante et il est défini par deux fréquences de coupures : ω_{c1} et ω_{c2} .

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

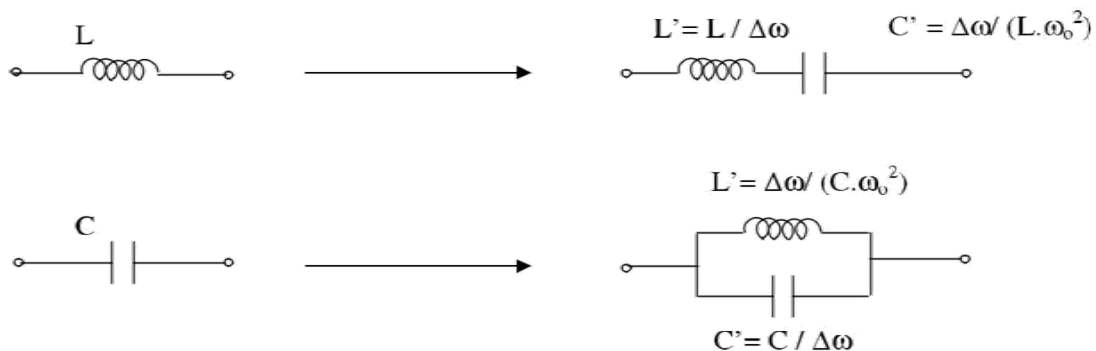


Figure II.6: transposition du passe bas vers le passe bande

La transposition passe bas-passe bande transforme une inductance en un circuit résonnant et une capacité en un résonnant parallèle.

Où : $\Delta\omega = \omega_{c2} - \omega_{c1}$

Et $\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1} \cdot \omega_{c2}}$ (II.12)

CHAPITRE II : Filtrage micro-ondes

3) transposition passe bas- coupe bande

Cette transposition est analogue à la précédente. Le filtre souhaité a une bande infinie à l'exception d'une bande limitée par deux fréquences de coupures ω_{c1} et ω_{c2} .

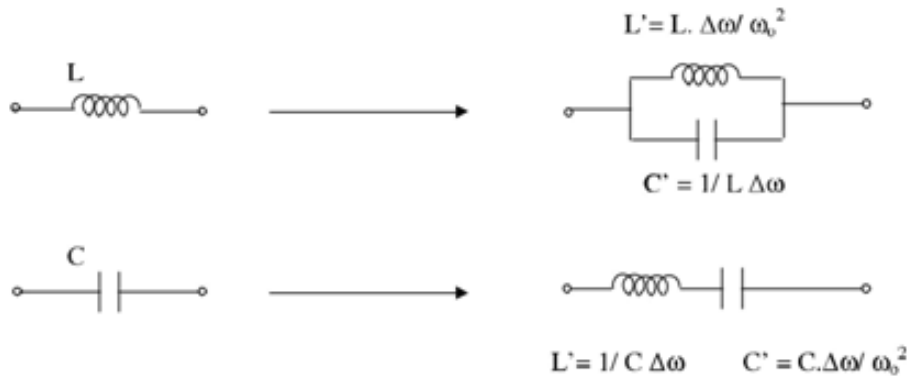


Figure II.7 : transposition passe bas –coupe bande

A l'inverse de la précédente, cette transposition transforme une inductance et un circuit résonnant parallèle et une capacité en un circuit résonnant série.

II.8 valeurs des éléments constitutifs du filtre passe bas

La structure du filtre passe bas est donnée par la figure II.8

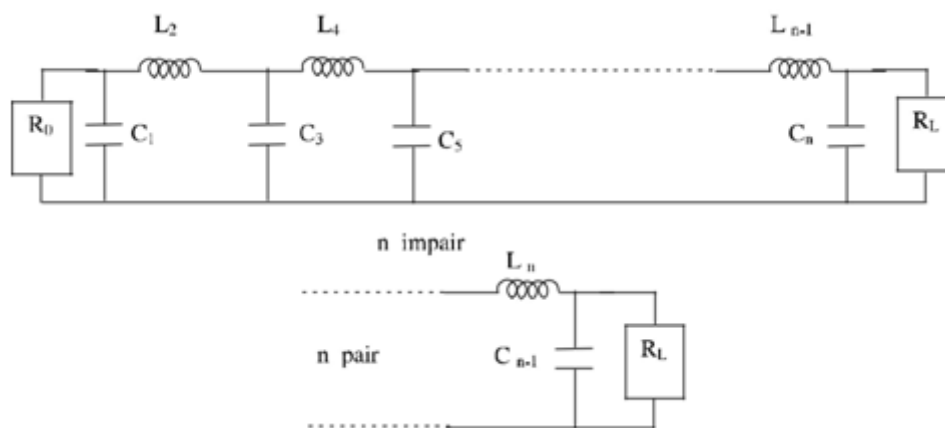


Figure II.8: filtre prototype passe bas.

En général, R_0 est une donnée du problème puisque c'est l'impédance caractéristique de la ligne sur laquelle est insérée le filtre et on aura intérêt à se placer dans le cas où R_0 égal à R_L : cela simplifie le calcul et permet d'avoir les mêmes impédances en entrée et en sortie.

CHAPITRE II : Filtrage micro-ondes

Les selfs L_k et les capacités C_k du prototype passe bas s'expriment en fonction de R_0, ω_c et du paramètre g_k :

$$L_k = \frac{R_0}{\omega_c} g_k \quad \text{et} \quad C_k = \frac{1}{R_0 \omega_c} g_k \quad (\text{II.13})$$

II.9 Dénormalisation et changement de variable ou de fréquence

A partir de la synthèse du filtre passe bas normalisé, caractérisé par les valeurs de selfs L_n et des capacités C_n , on peut obtenir la synthèse de n'importe quel filtre pour une fréquence centrale ω_0 quelconque, une bande de fréquences de référence $(\omega_{c2}, \omega_{c1})$ quelconque et adapté à une charge RL.

On peut donc tracer le tableau (I.1) dans schemas de transformation permettant la synthèse des filtres dont les courbes d'amplitude et de temps de transition sont déduites des courbes de même nature des filtres passe bas normalisés par les changements de variables. [8]

CHAPITRE II : Filtrage micro-ondes

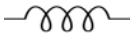

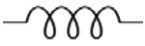
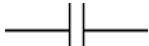
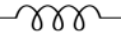


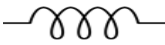

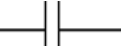
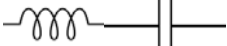
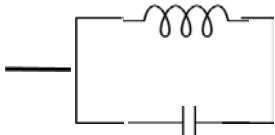


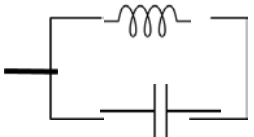

Elément de synthèse d'un filtre passe bas normalisé	Eléments équivalents d'un filtre quelconque ayant une même fonction de base		
L_n  C_n 	 	$L = L_n \frac{R_L}{\omega_c}$ $C = C_n \frac{1}{R_L \omega_c}$	Passe bas R_L et ω_c
 	 	$C = \frac{1}{L_n R_L \omega_c}$ $L = \frac{R_L}{C_n \omega_c}$	Passe haut R_L et ω_c
 	 	$\begin{cases} L_p = L_n \frac{R_L}{2\Delta\omega} \\ L_p C_s \omega_0^2 = 1 \end{cases}$ $\begin{cases} C_s = C_n \frac{1}{2\Delta\omega R_L} \\ L_p C_s \omega_0^2 = 1 \end{cases}$	Passe bande $R_L \omega_0$ et $\Delta\omega$ $\Delta\omega = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2}$
 	 	$\begin{cases} C_s = \frac{1}{2L_n \Delta\omega R_L} \\ L_p C_s \omega_0^2 = 1 \end{cases}$ $\begin{cases} C_s = \frac{1}{2C_n \Delta\omega} \\ L_p C_s \omega_0^2 = 1 \end{cases}$	Coupe bande $R_L, \omega_0, \Delta\omega$

Tableau I.1: Dénormalisation et changement de variables

II.10 Les éléments du filtre passe bande

Le filtre passe-bande à constantes localisées correspondant à la figure (II.9) est déterminé à partir des relations résumées dans le tableau (I.1) permettant la transposition du prototype passe bas au passe bande et le schéma sera comme suit :

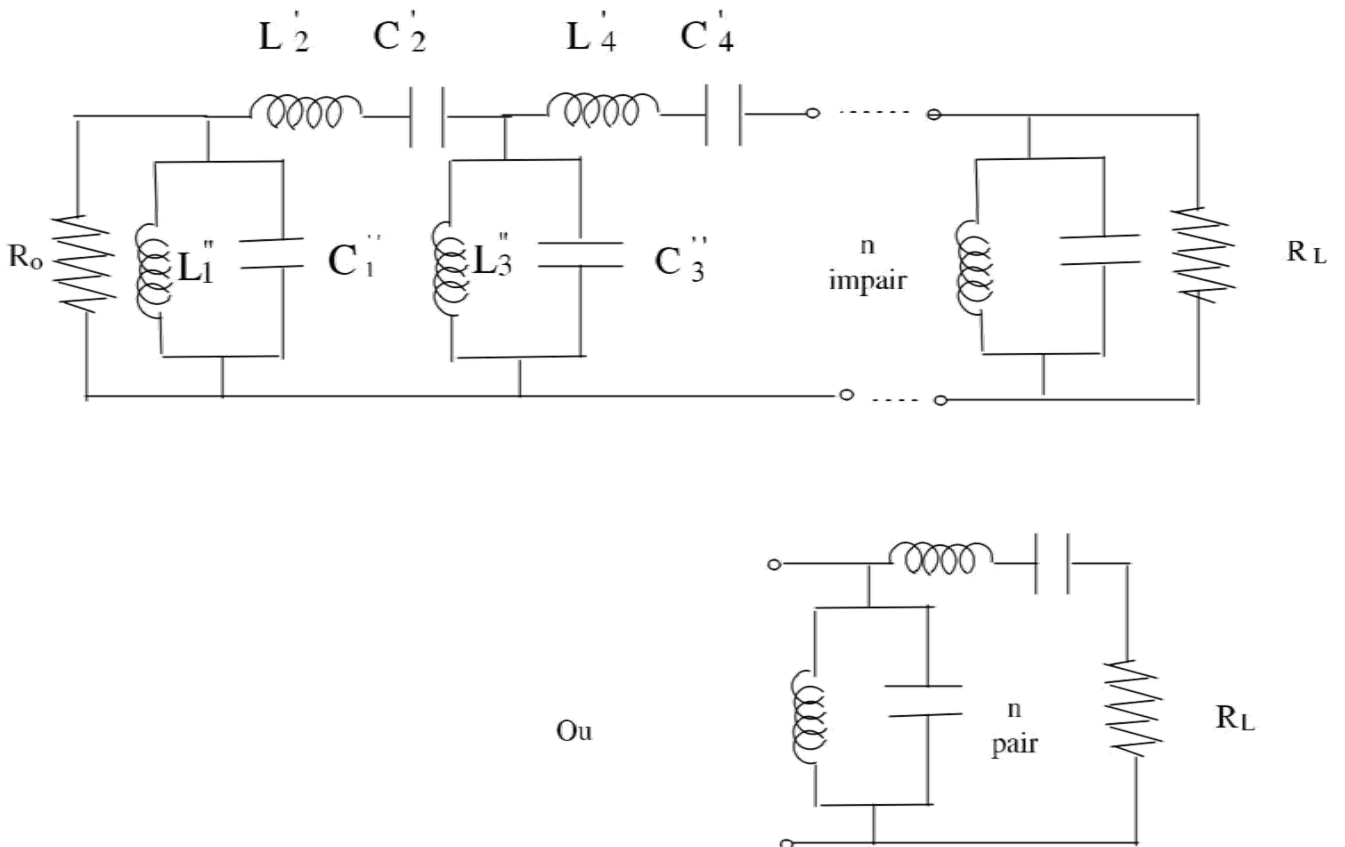


Figure II.9 : Filtre passe bande

II- 11 Paramètres de diffusion

Dans le domaine des systèmes de radiofréquence et de la diffusion, les paramètres S jouent un rôle capital dans la représentation d'un circuit. Ceux-ci sont d'une grande importance car la caractérisation d'un tel système ne peut pas être réalisée par de simples mesures en circuit ouvert ou en court-circuit, dans la gamme des basses fréquences de travail.

En hautes fréquences, un simple fil présentera une inductance qui peut être une grandeur substantielle et modifiera la réponse du circuit et des charges capacitatives se créent aux bornes du circuit, ainsi, pour étudier un circuit HF les données recueillies en court circuit et en circuit-ouvert ne sont pas suffisantes et l'étude doit se porter sur des cas de charges adaptées avec des ondes réfléchies nulles.[7]

CHAPITRE II : Filtrage micro-ondes

II.1.1 Définition des paramètres S

Les paramètres S sont des descripteurs d'ondes qui nous permettent de définir les relations entrée-sortie d'un réseau en terme d'ondes de puissance incidente et réfléchie au point désiré dans le circuit tel qu'illustré à la figure II.10

Ces paramètres fournissent une matrice qui décrit d'une manière simple les caractéristiques d'un réseau plus compliqué. Les éléments de matrice dépendent des ports réseau. Considérons un réseau à deux ports [9]:

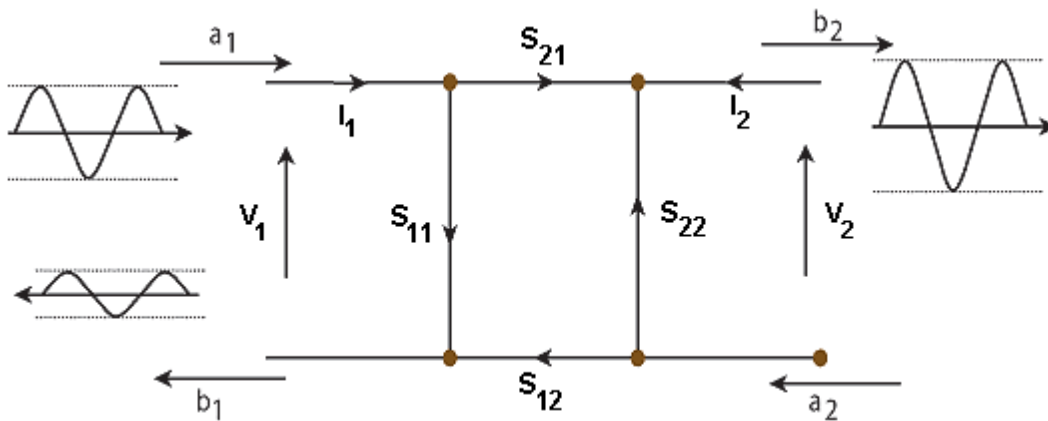


Figure II.10: représentation d'un circuit HF

a_1, a_2 pour les ondes incidentes et b_1, b_2 pour les ondes réfléchies. Les équations des ondes de réseau sont données ci-dessous

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \quad .$$

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

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Les éléments de matrice $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ sont les paramètres de diffusion ou les paramètres S , on suppose que chaque port est terminé par une impédance caractéristique (Z_0) ;

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{\text{onde de puissance réfléchie au port 1}}{\text{onde de puissance incidente au port 1}}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{\text{onde de puissance transmise au port 2}}{\text{onde de puissance incidente au port 1}}$$

CHAPITRE II : Filtrage micro-ondes

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_2=0} = \frac{\text{onde de puissance réfléchie au port 2}}{\text{onde de puissance incidente au port 2}}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_2=0} = \frac{\text{onde de puissance transmise au port 1}}{\text{onde de puissance incidente au port 2}}$$

La matrice S est donnée par :

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

- Si le réseau est réciproque, alors $S_{12}=S_{21}$
- Si le réseau est symétrique, alors $S_{11}=S_{22}$
- Pour un réseau passif sans pertes, les pouvoirs transmis et ré-Puissance, répondant aux équations suivantes

$$S_{11}^2 + S_{21}^2 = 1$$

$$S_{12}^2 + S_{22}^2 = 1$$

Le réseau N-ports contient des coefficients N^2 (paramètres de diffusion), chacun représente un chemin d'entrée ou sortie.

Les paramètres de diffusion dans le champ RF ou micro-onde peuvent représenter les différentes caractéristiques telles que le gain, la perte de retour (RL), le rapport d'onde stationnaire de tension (VSWR), la perte d'insertion (IL), la stabilité et ainsi de suite.

Les paramètres S sont des quantités vectorielles mais habituellement leurs grandeurs sont utiles dans les systèmes de communication.

En conclusion :

S_{11} : coefficient de réflexion à l'entrée lorsque la sortie est adaptée.

S_{12} : coefficient de transmission lorsque l'entrée est adaptée.

S_{21} : coefficient de transmission lorsque la sortie est adaptée.

S_{22} : coefficient de réflexion lorsque la sortie est adaptée.

A partir des paramètres S, d'un certain champ RF / microwave les caractéristiques sont données ci-dessous :

La perte d'insertion (insertion loss)

$$IL(dB) = -20 \log_{10} |S_{21}| \quad (\text{II.14})$$

La perte de retours

$$RL(dB) = -20 \log_{10} |S_{11}| \quad (\text{II.15})$$

II.12 Gain d'insertion

Le gain d'insertion d'un quadripôle est le rapport entre la puissance fournie à la charge P_{La} et la puissance fournie à cette même charge lorsqu'elle est directement reliée au générateur P_{Lb} :

$$GI = \frac{P_{La}}{P_{Lb}} \quad (\text{II.15})$$

Avec P_{Lb} la puissance délivrée à la charge Z_L avant l'insertion du quadripôle et P_{La} la puissance délivrée à la même charge après l'insertion du quadripôle (figure II.11). Ce gain peut être exprimé en fonction de la tension ou du courant :

$$V_{La}V_{Lb} = \frac{I_{La}}{I_{Lb}} \quad (\text{II.16})$$

Ce gain peut également s'exprimer en fonction des termes de la matrice ABCD du quadripôle par la détermination des valeurs des tensions aux bornes de la charge avant et après l'insertion du quadripôle [9].

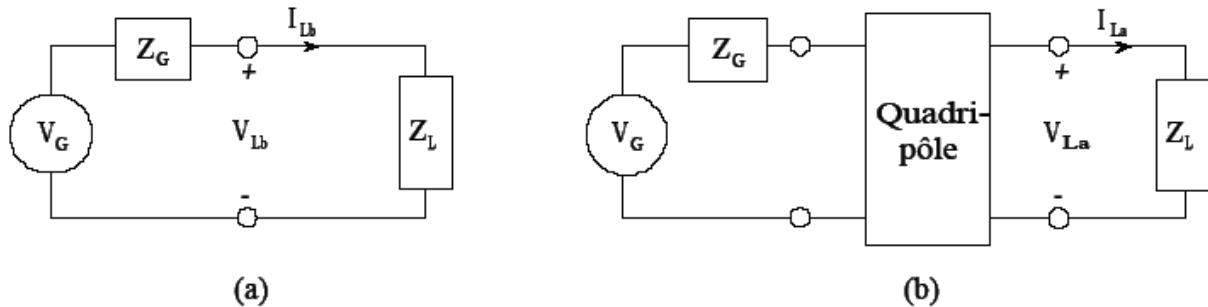


Figure II.11 : circuit électrique représentant l'alimentation et la charge d'un quadripôle
 (a) charge connectée directement au générateur. (b) charge avec insertion du quadripôle

$$G_1 = \left| \frac{Z_L + Z_G}{AZ_L + B + CZ_L Z_G + DZ_G} \right|^2 \quad (\text{II.17})$$

Dans les systèmes micro-ondes, la charge et le générateur sont souvent adaptés à la même impédance Z_0 (50Ω). Dans ce cas, $Z_G = Z_L = Z_0$, et l'expression du gain d'insertion devient :

$$G_1 = \left| \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \right|^2 \quad (\text{II.18})$$

Or, en utilisant les équations de passage de la matrice ABCD aux paramètres S, on déduit que le gain d'insertion est dans ce cas égal au carré du module du paramètre S_{21}

$$G_1 = |S_{21}|^2 \quad (\text{II.19})$$

Le gain d'insertion d'un quadripôle passif peut être supérieur à 1, lorsque Z_L n'est pas le complexe conjugué de Z_G .

Chapitre III :
Structures planaires

III.1 Généralité

Le domaine des micro-ondes (hyperfréquences) qui sont basées sur les structures planaires, ont connu depuis ces dernières années une forte demande et de très grands progrès technologiques. Le domaine d'application touche aujourd'hui différents domaines allant des applications professionnelles de haute précision comme les systèmes de navigation de télécommunications terrestres et spatiales, la télédétection, les radars (civils et militaires) et la radiométrie, communication hyperfréquence à des applications grand public comme la télévision, la téléphonie mobile, la radiodiffusion, les systèmes d'alarmes et de sécurité.

III.2 Structures planaires

Les structures planaires sont très bien adaptées pour la production à bas coût et en grand volume de dispositifs intégrant des fonctions passives et actives utilisant les procédés de fabrication de circuits imprimés classiques à des largeurs et longueurs pouvant aller jusqu'aux bandes millimétriques et centimétriques.

La technique des circuits imprimés a révolutionné les domaines de l'électronique et plus récemment celui des hyperfréquences, où elle se prête particulièrement bien à la réalisation des lignes et des résonateurs micros rubans.

Ces évolutions se sont naturellement confrontées à différentes contraintes, à savoir :

- Contrainte de minimisation des circuits électroniques qui se traduit par la conception des circuits les plus compacts possibles avec les problèmes de compatibilité électromagnétique associés.
- Contrainte d'optimisation des bandes de fréquences utiles, en effet, pour éviter tout problème d'interférence, il est nécessaire de choisir et d'organiser les bandes de fréquences avec une précision maximale.
- Contrainte de minimisation de coûts de production. Certains produits sont destinés à une large diffusion, ce qui impose l'utilisation des matériaux et de procédés de fabrication les moins coûteux possibles.

L'utilisation de technologies planaires est nécessaire pour concevoir des dispositifs toujours plus performants tout en répondant aux contraintes en termes de poids, d'encombrement, de consommation de puissance et de coût.

III. 3 Différentes structures planaires

Les lignes de transmissions sont utilisées généralement dans la répartition de courant (en basses fréquences) et dans les communications (en hyperfréquences). Plusieurs types de lignes de transmission tels que les paires torsadées et câbles coaxiaux sont utilisés dans les réseaux informatiques (l'Internet), mais sont aussi utilisées pour réaliser des filtres, des transformateurs d'impédances, des coupleurs, des lignes à retard. Une ligne de transmission, est un ensemble d'un (en réalité deux si l'on considère la masse), ou plusieurs conducteurs acheminant un signal électrique (souvent haute fréquence). Le milieu diélectrique qui sépare les conducteurs (air, céramique, téflon...) joue un rôle important dans la vitesse de propagation du signal. Les lignes de transmission les plus courantes sont les câbles coaxiaux (symétrie), les lignes bifilaires et les paires torsadées (asymétrie). Sur les circuits imprimés et les circuits intégrés, on trouve couramment des lignes micro-rubans et des lignes coplanaires.

III.4 Avantages et inconvénients des structures planaires

Les lignes de transmissions possèdent certaines propriétés telles que :

- Faible coût
- Faible poids, faibles dimensions et légèreté
- Compatibilité avec circuits intégrés
- Performances intéressantes
- Meilleures fiabilité et reproductibilité
- Les composants élémentaires peuvent être additionnés aux circuits ; sa structure ouverte la rend en effet, très commode pour l'utilisation des MICs.

L'inconvénient majeur qui retient l'attention est que les lignes micro rubans sont considérées comme des lignes ouvertes qui rayonnent de l'énergie dans l'espace environnant.

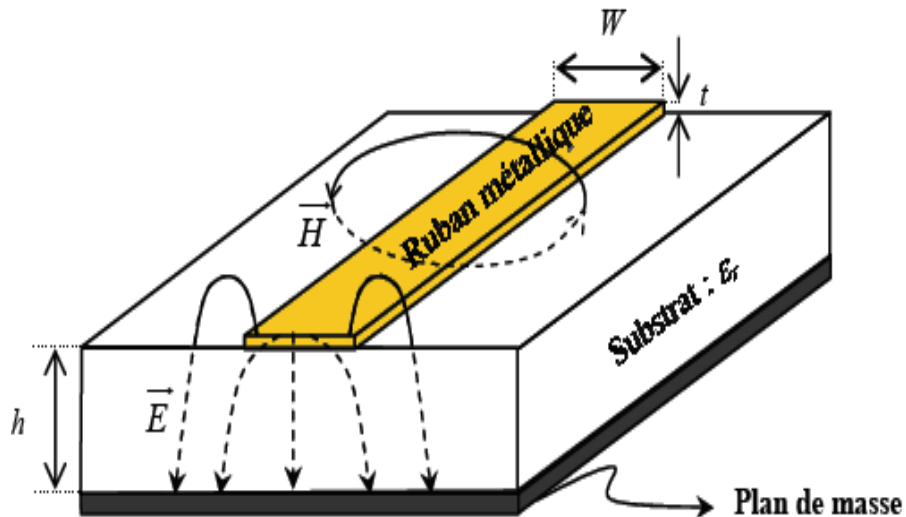
III. 5 Structures des lignes de transmission planaires

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 stripline (CPS) et à fente et multicouche.

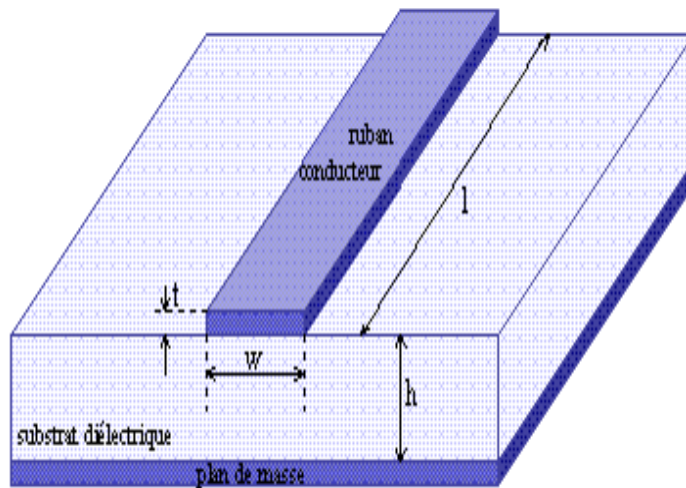
III.6 Lignes de transmission micro ruban

La ligne de transmission Microstrip est la ligne de transmission planaire la plus répandue et la plus utilisée dans la radio RF, exploitées pour la conception de certains composants comme les filtres, les coupleurs et transformateurs. Le type d'onde se propageant dans cette ligne de transmission est une onde quasi-TEM.

La ligne de propagation micro ruban (MicroStrip ou MS) est constituée d'un plan de masse, d'un substrat et d'un ruban métallique (figure III.1). Le substrat sert à la fois de support mécanique et de milieu de propagation. La présence de l'interface air-diélectrique ne permet pas la propagation d'un mode purement transversal TEM (Transverse Electromagnétique) car les amplitudes des composants longitudinales des champs électriques et magnétiques sont suffisamment faibles pour être négligées. Cependant La distribution du champ est cependant proche de celle du mode TEM (quasi-TEM).



(a) : Ligne micro ruban et ses lignes de champ électrique et magnétique.



Constitution d'une ligne microstrip

(b) : Ligne micro ruban

Figure III.1 : Ligne micro ruban

Ainsi pour simplifier l'analyse, une ligne micro ruban peut être remplacée par une ligne homogène équivalente (figure III.2) entourée d'un milieu diélectrique de permittivité effective établi à partir des paramètres :

- La largeur du ruban : w
- La hauteur du substrat : h
- La constante diélectrique du substrat : ϵ_r

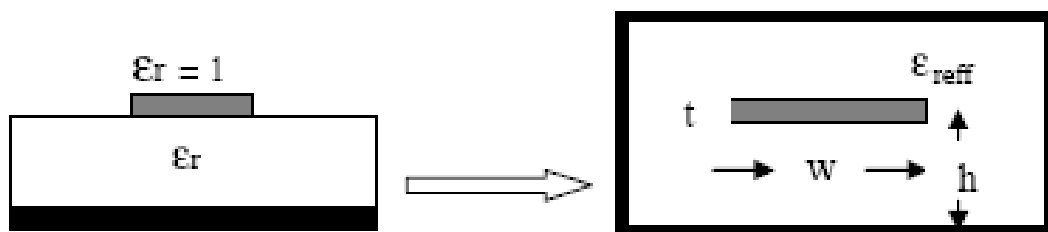


Figure III.2 : Une ligne micro ruban avec son model fixe.

III.7 Formule d'analyse et de synthèse d'une ligne microstrip

a-Formules d'analyse

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

Les expressions approximatives analytiques sont présentées dans la littérature :

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

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

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

$$Z_c = \frac{119.9\pi}{\sqrt{2(\epsilon_r)}} \left[\frac{w}{2h} + \frac{\ln 4}{\pi} + \frac{\ln(\epsilon_r^2/16)}{2\pi} \left(\frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r^2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r+1}{2\pi\epsilon_r} \right) \left(\ln \frac{\pi e}{2} + \ln \left(\frac{w}{2h} + 0.94 \right) \right) \right]^{-1} \quad (\text{III.2})$$

b-Formules de synthèse

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

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8}{\exp(A) - 2\exp(-A)} & W/h \geq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} (\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r}) \right] & W/h \leq 2 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Avec :

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

$$B = \frac{\pi \eta_0}{2 Z_c \sqrt{\epsilon_r}}$$

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

$$\begin{cases} \epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-1/2} & W/h > 1 \\ \epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + \frac{12}{W} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] & W/h < 1 \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

c-Atténuation d'une onde dans une ligne micro ruban

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

- Les pertes ohmiques du conducteur (ou pertes par effet de joule).
- Les pertes diélectriques.
- Les pertes par rayonnement principalement dues 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 types principaux de perte dans les lignes micro rubans : dans les conducteurs, dans les diélectriques et par rayonnement.

III.8 Topologie coplanaires (CPW)

La topologie coplanaire (CoPlanar Waveguide ou CPW) est constituée de deux plans de masse et d'un ruban central situé sur la même face du substrat (Figure III.3). Comme le montre la figure III.3 a et b deux modes peuvent être excités en continu, du fait de la présence de trois conducteurs. Un mode quasi TEM (dit coplanaire ou mode impair) peu dispersif, et un autre mode quasi TE (dit de fente ou mode pair) dispersif. Ce dernier mode est supprimé en forçant les deux plans de masse au même potentiel[10].

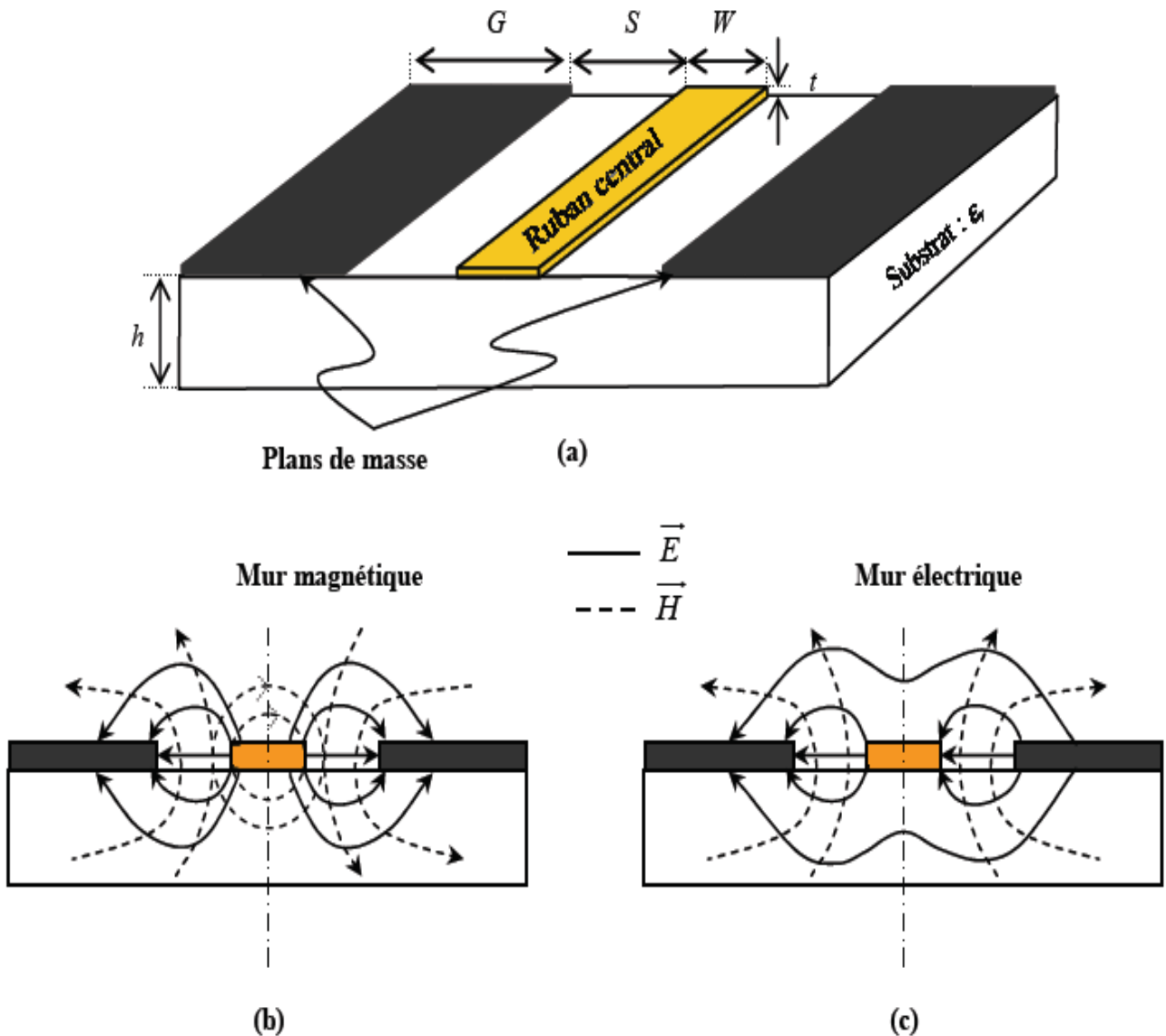


Figure III.3 : (a) ligne coplanaire – lignes de champs électriques et magnétiques, (b) mode impaire quasi TEM (C) mode paire quasi-TE.

La gamme des impédances caractéristiques réalisables est plus faible que pour une ligne micro ruban vers les basses impédances caractéristiques, la difficulté étant liée à la largeur des gaps. En revanche, cette topologie offre un avantage de flexibilité du fait que deux paramètres géométriques, la largeur du ruban et du gap, permettent de réaliser une même impédance caractéristique alors que l'on ne dispose que d'un paramètre (largeur du ruban) pour la ligne micro ruban. De plus, cette topologie possède l'avantage d'être unipolaire (un

seul niveau de métallisation). Ceci facilite la connexion des composants à la masse. Toutefois, la présence des plans de masse sur la même face que le ruban du signal conduit à des surfaces occupées par les lignes coplanaires supérieures à celles de lignes micro ruban équivalentes. Enfin, contrairement à la technologie micro ruban, les bibliothèques de modèles de motifs coplanaires sont peu développées. [10]

III.9 Topologie de ligne à fente (CPS)

La figure III.4 Présente la topologie de ligne a fente (CoPlanar Strip ou CPS) et les Paramètres associés : W_1 la largeur du ruban ($W_1 \neq W_2$ pour une configuration asymétrique), S la largeur de la fente entre les deux rubans et h la hauteur du substrat ayant une permittivité ϵ_r . Une telle structure peut être vue comme la structure duale du guide d'onde coplanaire. Les lignes de champ électrique se développent à travers la fente et les lignes du champ magnétique entourent les conducteurs.

Les topologies micro ruban et CPW sont très largement privilégiées pour la réalisation des circuits intégrés du fait que la ligne CPS présente une forte dispersion. Cependant, la ligne CPS présente les avantages de la ligne CPW. En effet, grâce à la disposition des deux rubans conducteurs sur la même face du substrat, l'insertion des composants série et parallèle s'effectue sans avoir recours aux trous métallisés qui introduisent des éléments parasites de plus, une ligne a fente occupe moins de surface que son homologue CPW. Ceci conduit à des coûts de fabrication plus bas.[11]

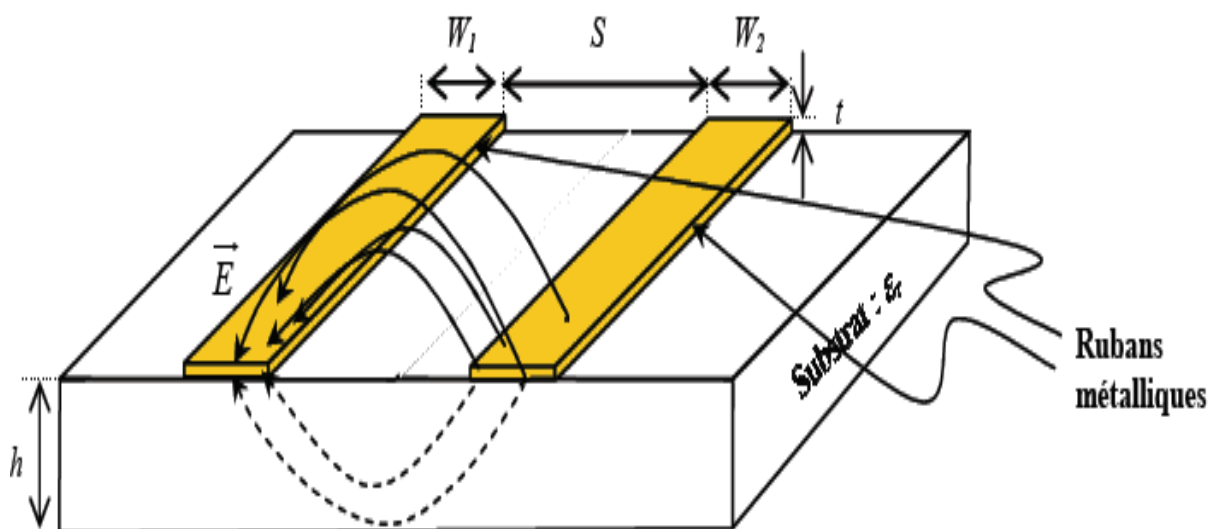


Figure III.4: Ligne CPS et ses lignes de champs électriques et magnétiques.

Aujourd'hui, la technologie CPS peut présenter un intérêt pour la conception des circuits intégrés radio fréquences du fait de la réalisation aisée de fortes impédances

caractéristiques. Cependant, les bibliothèques de modèles électriques sont très peu fournies, ce qui limite l'utilisation de cette technologie pour la conception des circuits intégrés.[10]

III.10 La technologie ligne à fente ou stoline

La configuration d'une ligne à fente (slotline) est montrée sur la figure III.5. Elle consiste en un substrat avec une fente dans la métallisation d'une face unique du substrat.

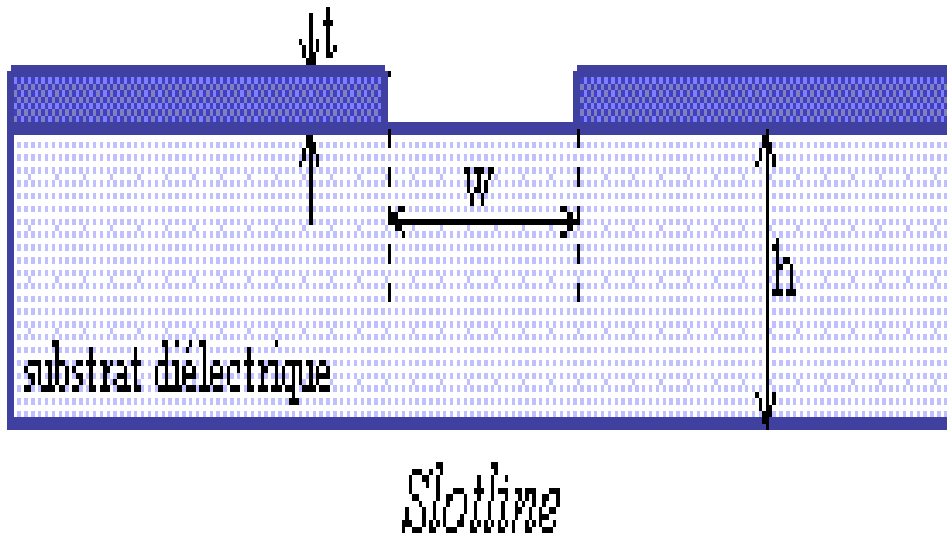


Figure III.5 : coupe transverse d'une ligne slotline.

Cette géométrie planaire est convenable pour les circuits intégrés. Dans une ligne à fente, le mode de propagation est principalement TE. La topologie de ligne à fente offre l'avantage de la flexibilité du circuit en ce qui concerne le report des composants en série et en parallèle, une gamme plus large des valeurs des impédances caractéristiques, l'élimination du couplage entre les lignes, assurant donc une meilleure intégration. Par contre, ce type de ligne souffre d'une forte dispersion en hautes fréquences.[10]

III.11 La ligne bande ou ligne triplaques

La ligne triplaque encore appelée ligne ruban (fut la première micro-ligne développée par Barrett et Barnes en 1951); est directement inspirée de la ligne coaxiale : il s'agit d'un ruban centrale noyé dans un diélectrique, deux plans de masse étant situés de chaque côté du substrat. Quelques formes utiles des lignes triplaques telles que, ligne centrée, décentrée, ou

double orthogonale (figure III.6). La ligne triplaque centrée est la forme la plus idéale. Cependant dans certaine circuiterie l'utilisation de la ligne décentrée s'avère exigée. La configuration d'une triplaque double orthogonale est utile beaucoup plus dans le domaine de la haute tension.[10]

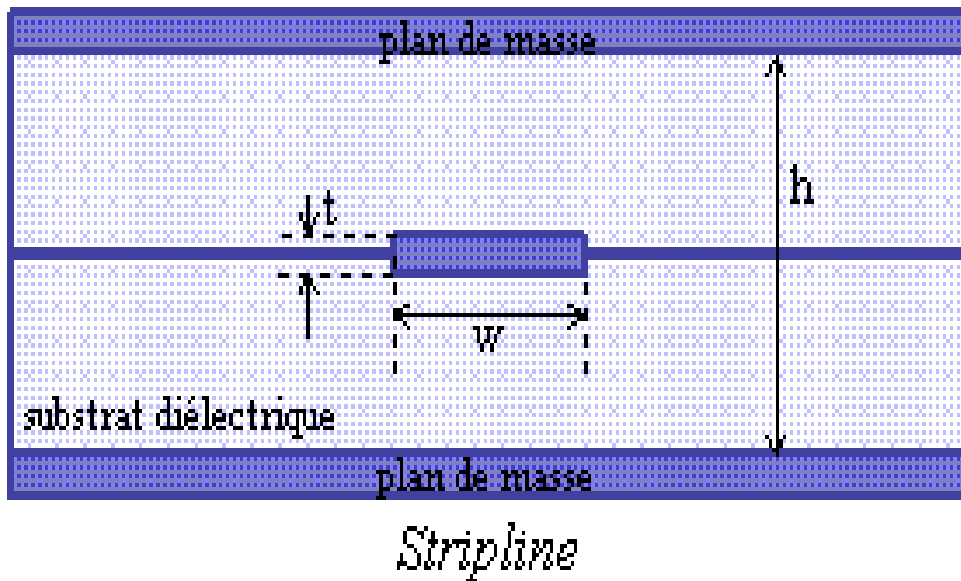


Figure III.6 : Ligne triplaque

III.12 Ligne à ailettes

La configuration d'une ligne à Ailettes est montrée sur la figure III.7 Il s'agit d'une ligne à fente, placée dans le plan E d'un guide métallique rectangulaire.[12]

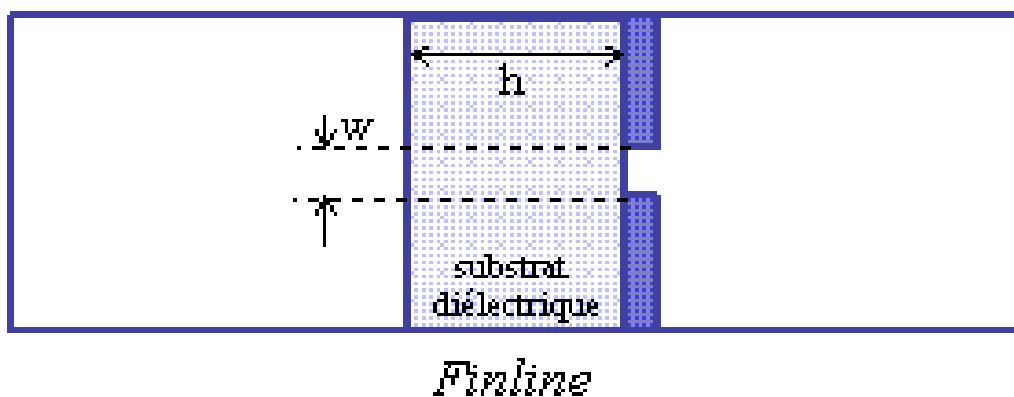


Figure III.7: ligne à ailettes

III.13 La technologie multicouche (LTCC)

Pour satisfaire à la fois aux critères de faibles coûts, de faible encombrement des circuits et interconnexions, et de montée en fréquence des systèmes de communication, des solutions d'intégration multi niveaux ou multicouches ont été développées. La plus répandue est la technologie LTCC pour « Low Temperature Cofired Ceramic ». Cette technologie comprend plusieurs couches diélectriques avec des permittivités différentes (céramique, polyamide, téflon...)[10]

III.14 Comparaison entre les différentes lignes planaires

Une ligne de transmission est caractérisée par son impédance caractéristique, sa constante d'affaiblissement (qui précise les pertes dans la ligne), et la vitesse de propagation des signaux, qui dépend du diélectrique utilisé pour fabriquer la ligne.

- Pertes Ohmiques à très haute fréquence (facteur de perte prépondérant) : les lignes « micro ruban » permettent de minimiser leur impact au regard des lignes « CPW ».
- L'effet de l'épaisseur des conducteurs dans les lignes « CPW » (y sont plus sensibles) est plus large que celui des micros rubans, à cause de la distribution des champs électriques et magnétiques.
- Dispersions des caractéristiques électriques avec la fréquence - effets dispersifs - : la technologie associée à la réalisation de lignes de transmission coplanaire est plus robuste.
- Influence de l'environnement sur les caractéristiques des fonctions réalisées : les circuits réalisés en technologie micro ruban y sont moins sensibles puisque la présence d'un plan de masse permet une isolation arrière intrinsèque. Pour ce qui est de la technologie à guide d'onde coplanaire, l'influence plus grande des conditions externes est due au fait que la présence (non maîtrisée) d'un plan de masse sous le circuit peut provoquer l'apparition d'un mode de type micro ruban : l'apparition de ce mode a pour effet un déplacement vers des fréquences plus élevées des caractéristiques des fonctions réalisées.
- Le principal intérêt des lignes à fentes est qu'elles autorisent des impédances élevées. Ceci peut cependant devenir gênant si l'on souhaite travailler à faible impédance (50Ω).
- La dispersion est importante pour la ligne fendue, faible pour le micro ruban, moyenne pour la ligne coplanaire.

- La ligne micro-ruban peut être facilement construite par des techniques similaires à celles utilisées pour la conception des circuits imprimés.[12]

Chapitre IV :

Simulation d'un filtre passe bande

IV.1 Introduction

Nous allons dans ce chapitre mettre en œuvre les méthodes d'analyse et de synthèse adaptées au filtrage radio fréquence en éléments semi-localisés : synthèse au niveau circuit en éléments localisés, transformation en lignes de transmission idéales, prises en compte des considérations technologiques spécifiques.

Pour cela, nous utiliserons le logiciel ADS, commercialisé par la société Agilent Technologie. Ce dernier s'agit en fait d'une véritable plate-forme de simulation intégrant de nombreuses fonctionnalités dont différentes méthodes de simulation et modèles dédiés pour concevoir et réaliser les dispositifs matériels qui constituent la chaîne de communication radiofréquence. Ses domaines d'application couvrent tout aussi bien les circuits et sous-ensembles analogiques RF/Hyperfréquences linéaires et non linéaires, mais aussi les blocs numériques et signaux de la couche physique, sans toutefois remonter jusqu'aux couches réseaux.

Dans une première partie nous allons dimensionner un filtre en éléments localisés grâce à un outil de synthèse intégré à ADS : le « filter design assistant ». Celui-ci automatise également la transformation de ces éléments localisés en lignes de transmission. Nous verrons l'intérêt de cette transformation mais aussi les effets « parasites » qui l'accompagnent. Une mise en œuvre en technologie planaire micro ruban sera alors étudiée, sur la base des formules prédéfinies dans l'assistant. Nous pourrons alors visualiser le « masque » de ce filtre, c'est-à-dire la forme finale des lignes imprimées sur la partie opposée au plan de masse du substrat micro- ruban.

IV.2 Présentation du logiciel ADS

ADS est un logiciel commercialisé par la société Agilent Technologie dont les fonctionnalités sont au cœur du développement des systèmes électroniques mixtes analogiques hyperfréquences et numériques modernes. Au travers d'une interface compacte, il dispose de nombreux modules permettant d'analyser les circuits : en continu (DC), en régime linéaire harmonique (AC), en temporel, en bruit... Il dispose aussi de méthodes d'analyse spécifiques aux hyperfréquences : analyse en paramètres S, analyse des non linéarités par les méthodes « harmonique balance », analyse d'enveloppes complexes intégrant les non-linéarités, simulateur électromagnétique de circuit planaires ou de circuits 3D. Un puissant éditeur de masques de circuits multicouches est présent. Par ailleurs, différentes méthodes d'ingénierie « génériques », complémentaires et indispensables dans la conception globale d'une chaîne de transmission, sont également implémentées : analyse paramétrique multi-variables, de sensibilité, de rendement, de plan d'expérience et d'optimisation. Enfin, un simulateur à flot

CHAPITRE IV : simulation d'un filtre passe bande

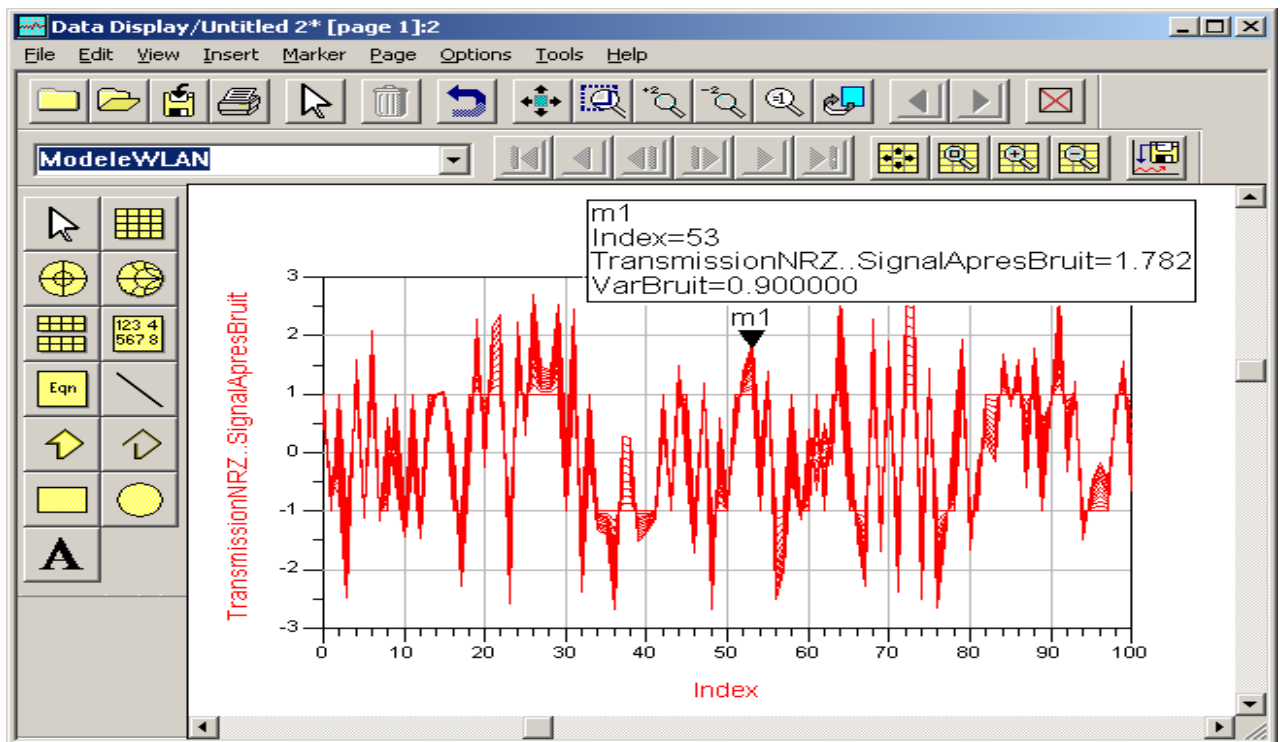


Figure IV.2 : Fenêtre de type « Data Display »

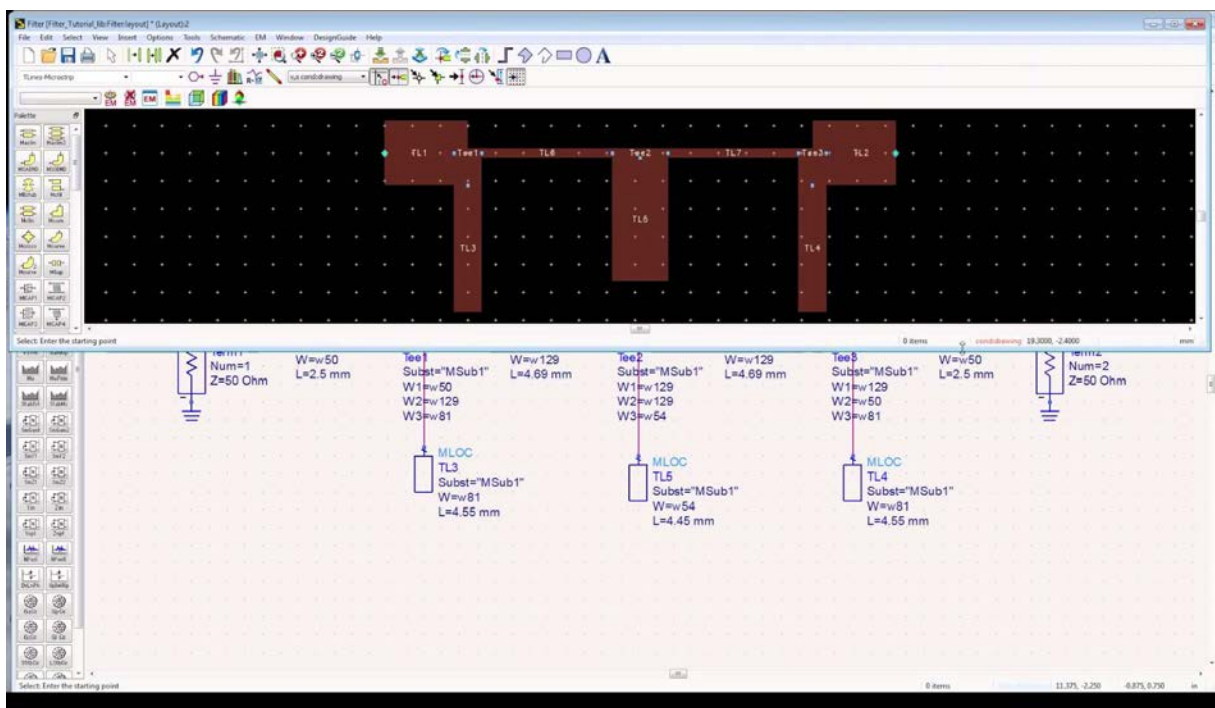


Figure IV.3: Fenêtre de type « layout »

IV.3 Définition de l'époxy

C'est un matériau sandwich et un matériau constitué d'un cœur, généralement léger et ayant de faibles caractéristiques mécaniques, pris en sandwich entre deux peaux faites d'un matériau ayant de fortes caractéristiques mécaniques. Les peaux minces rigides et résistantes sont collées sur un cœur fait d'un matériau tendre et léger. Les matériaux sandwichs ont ainsi une très bonne résistance à la flexion et une très grande légèreté.

IV.4 Simulation d'un filtre passe bande

IV.4.1 Définition du cahier de charge

On souhaite effectuer la synthèse du filtre défini par le cahier des charges suivant :

- Type : passe bande
- Approximation : Tchebychev
- Fréquence de coupure F_{c1} : 1.5 GHz
- Fréquence de coupure F_{c2} : 3.3 GHz
- Fréquence F_{s1} : 1 GHz
- Fréquence F_{s2} : 4.2 GHz
- Impédance de référence : 50 Ω
- Ordre du filtre : 3

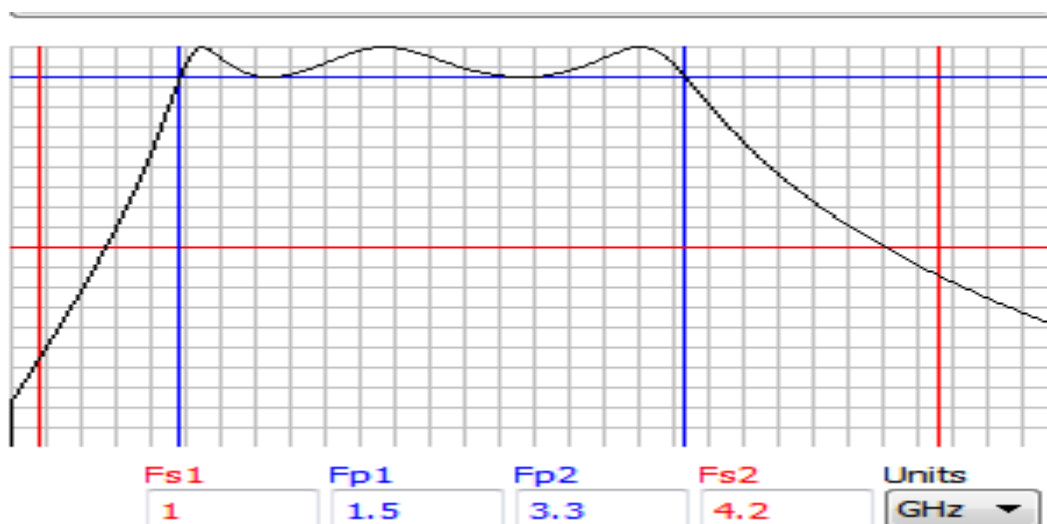


Figure IV.4: cahier de charge et exemple de réponse

IV.4.2 Configuration du smart component

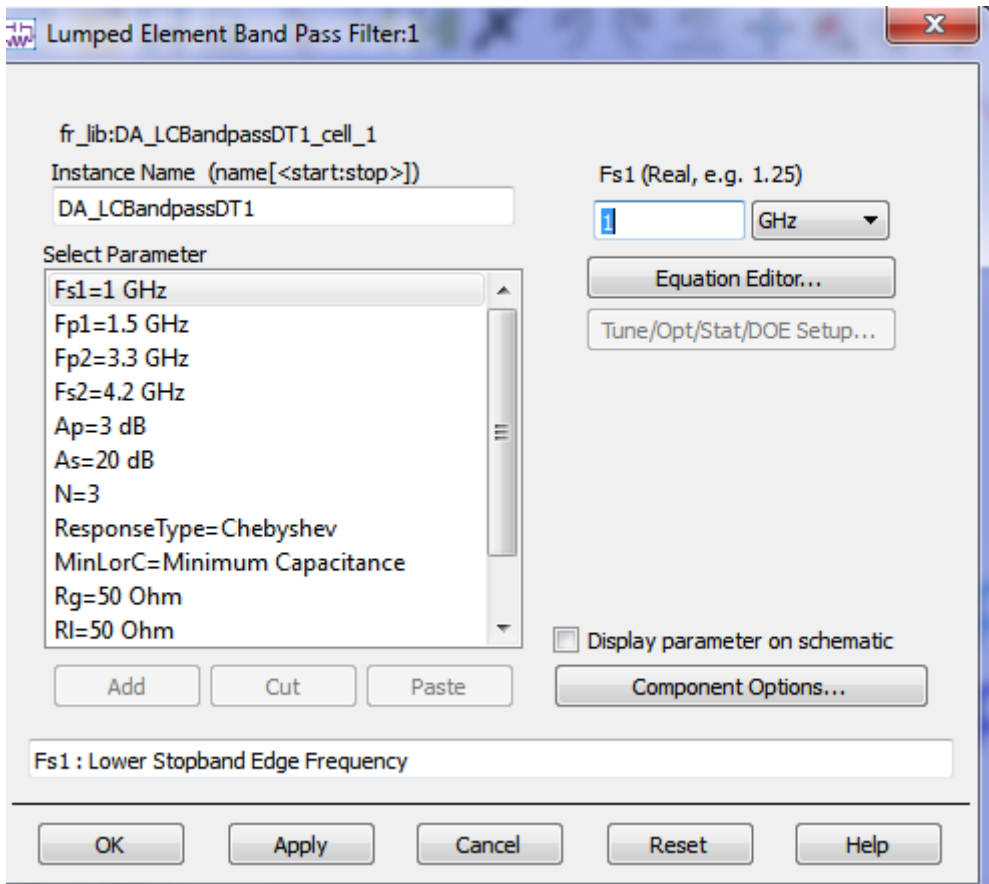


Figure IV.5 : configuration du smart component

IV.4.3 Transformation du filtre « smart component » à un filtre à base de résonateur

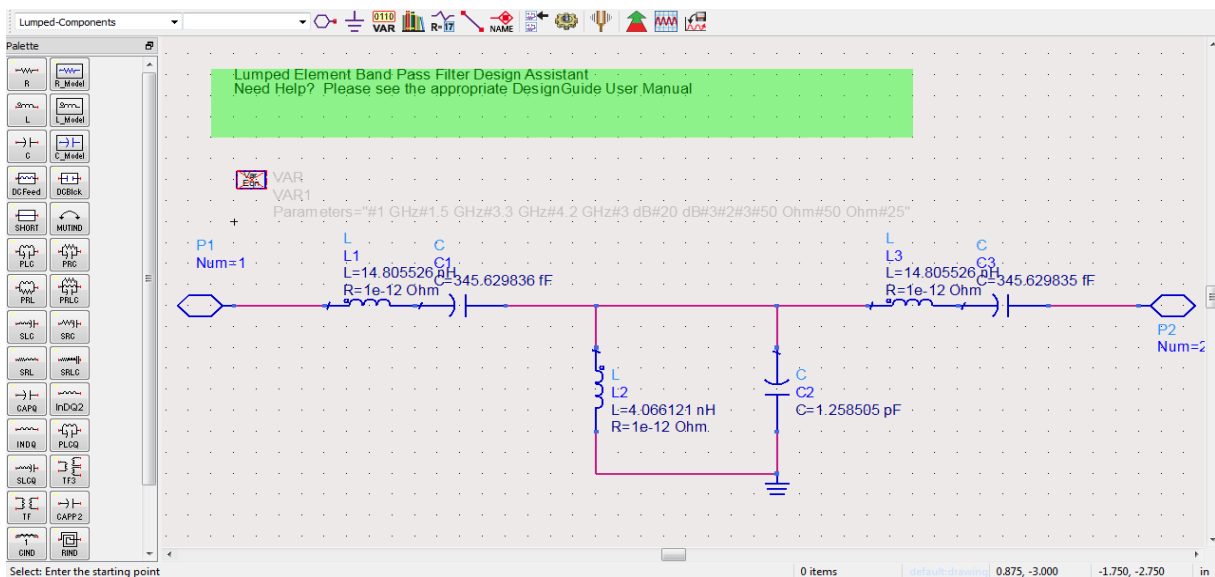


Figure IV.6 : filtre à base de résonateurs

CHAPITRE IV : simulation d'un filtre passe bande

Suite à la transformation du filtre « smart component », nous avons obtenu un filtre à base de résonateurs dont les valeurs des composants inductifs et capacitifs sont données ci-dessus :

$$L_s=14.805526 \text{ nH} \quad L_p=4.066121 \text{ nH}$$

$$C_s=345.629836 \text{ fF} \quad C_p=1.258505 \text{ nP}$$

IV.4.4 Réponse du filtre et paramètres S

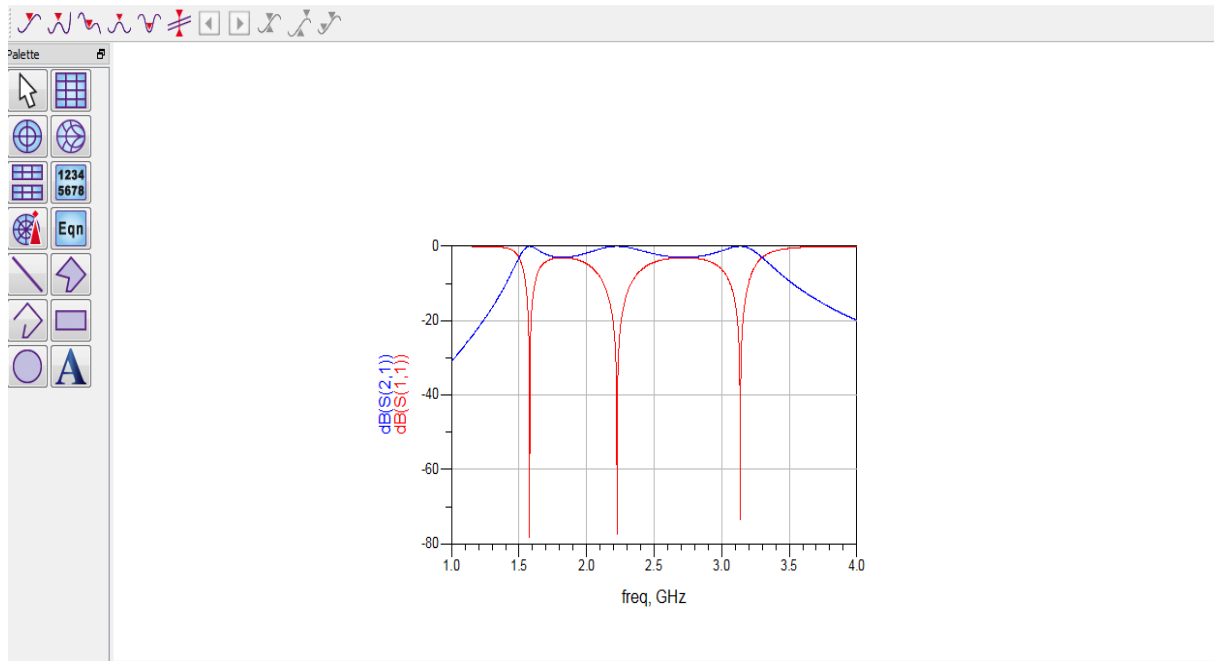


Figure IV.7 : réponse du filtre simulé et paramètre S

IV.4.5 Transformation du filtre à base de résonateurs à un filtre à base de ligne de transmission

Nous obtenons le filtre à base de lignes de transmissions après avoir configuré l'option « MSUB) qui consiste à introduire les caractéristiques du substrat souhaité. Ces caractéristiques sont données dans le tableau ci-dessous :

CHAPITRE IV : simulation d'un filtre passe bande

Caractéristiques	Epaisseur (h)	permittivité (ϵ)	perméabilité (μ)	Tangente de perte (Tan δ)
Epoxy				
Fr4	0.51mm	4.4	1	0.025
Rogers RO 3010	0.5 mm	10.21.258505	1	0.0004
Rogers RO 5880	1.6mm	2.2	1	0.025

Tableau IV.1: caractéristiques des substrats utilisés dans la simulation

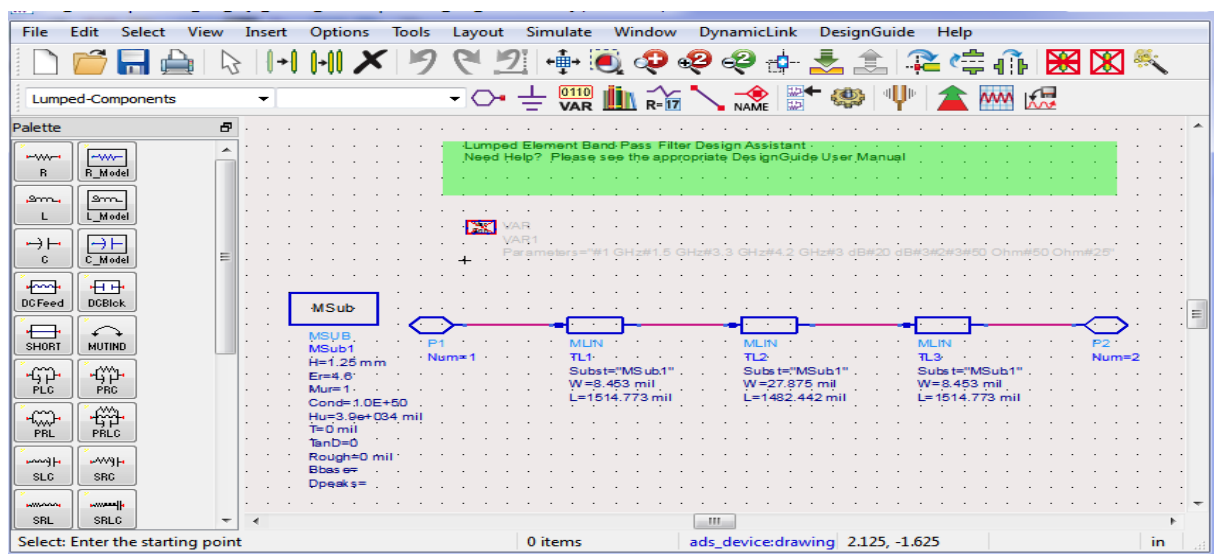


Figure IV.8 : structure du filtre à base de ligne de transmission

IV.4.6 Layout du filtre micro ruban

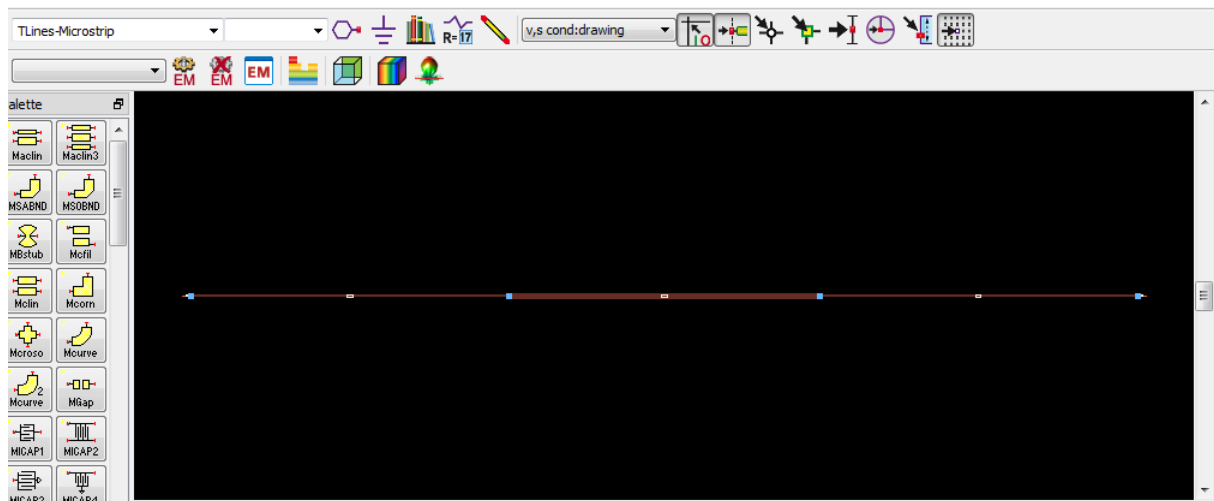


Figure IV.9 : Layout du filtre

Le layout est la structure du micro ruban qui sera utilisé pour la réalisation du filtre dont les largeurs et les longueurs des lignes diffèrent selon le substrat utilisé

	TL1	TL2	TL3	Total de la longueur
Fr4	W=0.2032mm L=38.4556mm	W=0,6858mm L=37.6428mm	W=0.2032mm L=38.4556mm	114.554mm
RO 5880	W=0.7112mm L=51.2572mm	W=1.8034mm L=50.3936mm	W=0.7112mm L=51.2572mm	152.908mm
RO 3010	W=0.01811mm L=27.38mm	W=0.01811mm L=26.8986mm	W=0.01811mm L=27.38mm	81.6586mm

Tableau IV.2 : largeur et longueur des lignes en fonction du substrat

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons simulé un filtre passe bande sous le logiciel ADS (advanced design système) et cela avec trois époxy différents, nous supposons que le matériau qui répond mieux aux conditions de la conception c'est le RO5880 vu la largeur des lignes contrairement aux autres qui sont très étroites donc difficiles à réaliser voire même impossible.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Les travaux menés dans ce mémoire ont porté sur l'étude et la simulation d'un filtre micro-ondes. Pour cela, nous avons donné un aperçu dans le premier chapitre sur les notions de base des filtres. Dans le deuxième, nous avons développé la méthode de synthèse du filtrage micro-ondes, et nous avons conclu la partie théorique avec la présentation des différentes structures planaires.

Dans le dernier chapitre intitulé simulation d'un filtre passe bande, nous avons simulé un filtre passe bande avec l'option « smart component » sous le logiciel ADS (Advanced Design System), d'où nous avons visualisé la réponse du filtre et les paramètres S jusqu'à l'obtention du Layout (structure du circuit imprimé), et cela en utilisant trois types d'époxy avec des caractéristiques différentes (FR4, RO5880, RO3010), et d'après les résultats obtenus sur la simulation du Layout, nous optons pour RO 5880 pour la largeur des lignes obtenues ainsi leurs longueurs.

Enfin, nous estimons que nous avons contribué à donner une vision globale du côté de la théorie et du côté de la simulation. Il reste souhaitable de continuer cette étude par une réalisation pratique afin de mesurer les différences qui existent entre la théorie et la pratique et se confronter avec d'autres problèmes que l'on n'a pas pu voir durant cette étude, ainsi d'approfondir la recherche sur le plan de miniaturisation du filtre ; ce qui reste comme objectif principal de l'étude des filtres micro-ruban.

REFERANCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] 4RT INSA Toulouse cours méthode de synthèse de filtre
- [2] <http://pagesperso-orange.fr/F4DXU/>
- [3] A. ANTONIOU, "Digital filters: analysis and design", McGRAW HILL, New York, 1979.
- [4] <http://www.elektronique.fr/cours/filtre/filtres.php>
- [5] Paul F. combes, « micro-ondes, 2 circuit passif, propagation , antennes » dunod 1997.
- [6] D. Pozar « microwave engineering » 1er Edition, toronto, jhon wiley and sons , 1990.
- [7] (Wiley Series in Microwave and Optical Engineering) Lei Zhu, Sheng Sun, Rui Li- Microwave Bandpass Filters for Wideband Communications-Wiley (2012)
- [8] (EuMA High Frequency Technologies Series) Vesna Crnojević-Bengin-Advances in Multi-Band Microstrip Filters-Cambridge University Press (2015)
- [9] (IEE Electromagnetic Waves Series) Ian C. Hunter-Theory and Design of Microwave Filters (IEE Electromagnetic Waves Series)-The Institution of Engineering and Technology (2001)
- [10] H. Issa. "Miniaturisation des lignes de propagation microondes en technologies circuit imprimé et CMOS - Application à la synthèse de filtres", Micro et nanotechnologies/Micro électronique. UJF, 2009.
- [11] Darine Kaddour. "Conception et Réalisation de filtres RF passe-bas à structures périodiques et filtres Ultra Large Bande, semi-localisés en technologie planaire", Université Joseph- Fourier- Grenoble I, 2007.
- [12] M.Meeloon, E. Nugoolcharoenlap, P. Akkaraekthalin, UWB Bandpass Filters with Sharp Rejection using Folded Defected Ground Structure, King Mongkut's University of Technology, North Bangkok Thailand
- [13] Agilent-Technologies-Agilent-EEsof-EDA-Advanced-Design-System-Circuit-Design-Cookbook-2-0

RESUME

Résumé

L'objectif de ce travail est de faire l'étude et la simulation d'un filtre passe bande pour des applications radio fréquences. En partant d'un cahier de charge donné, la synthèse du filtre est faite avec l'approximation de Tchebychev puis nous nous sommes intéressés à l'étude des structures planaires dont la structure micro-ruban que nous avons utilisé pour la simulation de notre filtre.

Mots clés

Filtres, passe bande, radio fréquences, micro ruban, micro ondes.