

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

Université des Sciences et de la Technologie Houari BOUMEDIENE
(U.S.T.H.B.)

Faculté d'électronique et d'informatique



Mémoire de Magister

Pour l'obtention du Diplôme
De Magister en ELECTRONIQUE

Option : Systèmes Radio Fréquence et Micro Ondes

Par: M. Mohamed Aissioui

Sujet

***Étude et conception des filtres micro-ondes
miniaturisés***

Soutenu le: 12/12/2011, devant le Jury composé de :

M. AKSAS.R	Professeur	ENP	Président
M. TRABELSLM	Professeur	ENP	Directeur de Mémoire
M. OUSSAID.R	Maître de Conférences	USTHB	Examineur
M. LAMHENE.Y	Maître de Conférences	USTHB	Examineur

REMERCIEMENT

Tout d'abord je remercie le bon Dieu tout puissant qui nous a donné le courage d'accomplir ce travail.

Je tiens à remercier vivement mon promoteur monsieur TRABELSI Mohamed, pour m'avoir offert la possibilité d'explorer ce domaine, pour ses précieux conseils et son aide sans réserve tout au long de ce travail.

Mes remerciements sont adressés également à Mr. R. Akşas, Mr. Y. Lemhene, et Mr. R. Oussaid, qui ont bien voulu participer au jury. Qu'ils soient assurés de mon respect et ma considération.

Ma reconnaissance va également à Madame R. Touhami, responsable du laboratoire micro électronique à l'USTHB, pour sa disponibilité, son aide et ses conseils éclairés.

Je remercie également Mr. Kamel Remidi et Mr. Mustapha Kfiat, pour l'aide qu'il m'avait apporté.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont, de près ou de loin, contribué à la réalisation et à l'amélioration de ce travail.

DEDICACE

J'ai le grand plaisir d'exprimer mon profond respect et ma sincère gratitude aux êtres qui me sont les plus chères, je leur offre ce précieux travail

D'abord à mes très chers Parents pour leur soutien, conseils, encouragement ; et surtout leur patience ; tous au long de mes études « Que Dieu les protège et les garde pour nous »

À la mémoire de mon très cher ami et frère TOUIL Mourad

À mon cher frère Kamel et ma chère sœur Khadidja.

À ma belle sœur Nessrine, Et mes petites nièces Hania et Imen

À tous mes oncles et tantes surtout à Khalou Kamel

À Monsieur Mustapha Khat et tous les membres de sa famille.

À mes cher amis Fayçal Amrani , Redouane Boumendil et

Azdin Boutagou.

À tous mes ami(e)s et compagnons d'études.

Et À tous ceux qui m'ont instruit et toutes les personnes qui m'ont aidé d'une manière ou d'une autre au long de mes études

Liste des symboles

ω : Pulsation

β : Constante de phase

L_A ou A (dB): L'atténuation

L_R : Pertes de retour

Z_{in0i} : Impédance d'entrée à l'accès i

A_{max} : L'atténuation maximale admise dans la bande passante

A_{min} : L'atténuation minimale admise dans la bande coupée

f_0 : Fréquence centrale

f_c : Fréquence de coupure

f_s : Fréquence de bande coupée

Ω : Fréquence normalisée

Δ : Bande passante relative

ε : Paramètre dépendant de l'amplitude des ondulations admises dans la bande passante

$F_n(\Omega)$: Fonction caractéristique

P : Pulsation complexe

g_K : Les éléments du prototype passe bas

n : Le degré ou l'ordre du filtre

K : Impédance caractéristique de l'inverseur d'impédance

J : Admittance caractéristique de l'inverseur d'admittance

θ : Longueur électrique

Z_c : Impédance caractéristique de la ligne

W : Largeur de la ligne

h : Epaisseur du substrat

L : Longueur de la ligne

T : Epaisseur du métal

ε_r : Permittivité relative du substrat

ε_{eff} : Permittivité effective du substrat

λ_g : Longueur d'onde guidée.

C : Vitesse de propagation dans le vide.

Z_{ci} : Impédance caractéristique du mode impair.

Z_{cp} : Impédance caractéristique du mode pair.

l_i : Longueur de la ligne.

$M_{i,j}$: Le coefficient de couplage inter-résonateurs .

Q_{e_e} : Le facteur de qualité extérieur à l'entrée du filtre.

Q_{e_s} : Le facteur de qualité extérieur à la sortie du filtre.

Ω_a : Fréquence d'un zéro de transmission du prototype passe bas.

ω_a : Fréquence d'un zéro de transmission du filtre passe bande.

ADS: Advanced Design System.

TEM: Transverse Electrique Magnétique.

MIM: Metal–Insulator–Metal.

Sommaire

Sommaire

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

CHAPITRE I : Théorie et base de conception des filtres

I.1 Introduction	3
I.2 Spécifications des filtres	3
I.3 Normalisation des variables.....	4
I.3.1 Normalisation des fréquences	5
I.3.2 Normalisation des impédances.....	5
I.4 Fonction de transfert	6
I.4.1 Les critères vérifiés par la fonction de transfert	6
I.4.1a Approximation de Butterworth	7
I.4.1b Approximation de Chebyshev.....	7
I.5 Filtre prototype passe-bas.....	8
I.5.1 Filtre prototype passe-bas de Butterworth.....	9
I.5.2 Filtre prototype passe-bas de Chebyshev.....	9
I.6 Transformation de fréquence et des éléments à partir du prototype passe-bas.....	10
I.7 Les inverseurs d'impédance et d'admittance.....	10
I.7.1 Définition des inverseurs d'impédance et d'admittance	10
I.7.1a Inverseur à constante distribuée.....	11
I.7.1b Inverseur a constante localisée	12
I.7.2 Filtre avec des inverseurs d'impédances ou d'admittance	12
I.8 Transformation de Richards et Identités Kuroda	14
I.8.1 Transformation de Richards.....	14
I.8.2 Identités de Kuroda	15

CHAPITRE II: Technologie micro-ruban

II.1 Introduction	16
II.2 Description de la ligne micro-ruban.....	16
II.3 Approximation quasi TEM	17
II.4 Longueur d'onde	17

II.5 Formules de synthèse	17
II.6 Formules d'analyse (w/h et la permittivité ϵ_r sont données)	18
II.7 La Dispersion dans la ligne micro-ruban.....	19
II.8 Pertes dans la ligne micro-ruban.....	19
II.9 Les principales discontinuités dans les lignes micro-rubans.....	19
II.9.1 Le circuit ouvert	19
II.9.2 Variation de la largeur de la ligne.....	20
II.9.3 Le coude à angle droit ou «coin».....	20
II.10 Composants micro-ruban.....	20
II.10.1 Inductances et Condensateurs localisés.....	21
II.10.2 Éléments à constantes semi-localisées.....	22
II.10.2.1 Ligne de courte longueur de haute et de basse impédance	22
II.11 Lignes couplées.....	23
II.11.1 Formules de conception (formules d'analyse)	24
II.11.2 Technique approchée de synthèse (formules de synthèse).....	24

CHAPITRE III : Conception des filtres conventionnels

III.1. Introduction	26
III.2. Conception des filtres passe-bas micro-ruban à saut d'impédance.....	26
III.3 Filtre coupe Bande à stub	28
III.3.1 Conception d'un filtre coupe bande à stubs	30
III.4 Filtre basse bande à couplage parallèle.....	33
III.4.1 Conception d'un filtre passe-bande à couplage parallèle.....	34
III.5 Filtres passe-haut à éléments localisé.....	37
III.5.1 Description de conception d'un filtre passe-haut à élément localisée	37

CHAPITRE IV : Couplage des résonateurs micro-rubans

IV.1 Introduction.....	40
IV.2 Couplage inter-résonateurs.....	40
IV.2.1 Couplage magnétique (couplage positif)	42
IV.2.2 Couplage électrique (couplage négatif)	43
IV.2.3 Couplage mixte	44

IV.3 Couplage d'entrée/sortie	47
IV.3.1 Couplage par contact	47
IV.3.2 Couplage par proximité	48

CHAPITRE V : Filtres micro onde miniaturisés à deux zéros de transmission

V.1 Introduction	49
V.2 Caractéristiques et configurations des filtres	49
V.3 Synthèse du filtre	51
V.4 Analyse du filtre.....	53
V.5 Application des synthèses générale et particulière.....	54
V.5.1 Synthèse générale :	56
V.5.2 Synthèse particulière :	58
V.6 Les résonateurs micro-rubans.....	58
V.6.1 Etude d'un résonateur carré (étude de l'influence géométrique)	59
V.6.1.1 Choix de la longueur du résonateur.....	59
V.6.1.2 Influence de la position de la source d'excitation et de charge	60
V.6.1.3 Influence du gap G (avec $\lambda g/2$ et $W(Z_c)$ cst).....	61
a. Sur la fréquence	61
b. Sur l'amplitude	61
V.6.1.4 Influence de l'impédance caractéristique Z_c (W) avec f_0 cste	62
V.6.1.5 Influence du maillage sur le résonateur pendant la simulation	63
V.6.2 Dimensions du résonateur.....	64
V.6.3 Calcul des coefficients de couplage maximum, pour différents types de résonateurs	64
V.7 Description de la méthode de conception.....	68
V.7.1 Spécifications du filtre	68
V.7.2 Synthèse du filtre	69
V.7.3 Calcul des M_{ij} , Q_e et Q_s	69
V.7.4 Dimensionnement et choix de la topologie du résonateur.....	69
V.7.5 Détermination des distances entre les résonateurs	71
V.7.6 Détermination de la position des systèmes d'excitation	72
V.7.7 Analyse électromagnétique du filtre et réglages de ces dimensions.....	73

V.8 Comparaison avec une structure de filtrage classique	75
---	-----------

ANNEXES

Annexe A: Réponse des filtres de Butterworth et Chebyshev	77
--	-----------

Annexe B: Les principales discontinuités dans les lignes micro-rubans	76
--	-----------

Annexe C: Calcul des filtres conventionnels	82
--	-----------

Introduction générale

Introduction générale

Les micro ondes (ondes ayant des fréquences situées entre 300MHz et 300GHz [1]) interviennent dans un grand nombre d'applications dont on peut citer, par exemple, le domaine militaire (la détection, le guidage et les communications), l'industrie et le médical (les capteurs, les télémesures, les émetteurs et les récepteurs) et les télécommunications (la réception satellite, la téléphonie sans fil et le GPS).

Et pour ce qui est du domaine des télécommunications, nous avons assisté dans les dernières années à l'apparition des plusieurs nouveaux standards dans la plage micro-onde, Grâce à ces nouveaux standards, les systèmes des télécommunications ont connu une croissance explosive avec un succès commercial soutenu par une évolution technologique qui a porté sur les trois points majeurs que sont la qualité de communication, l'autonomie énergétique et la miniaturisation des systèmes.

Dans les chaînes des systèmes de télécommunications, trois fonctions de base peuvent être identifiées, qui sont : l'amplification, le changement de la fréquence et le filtrage, ce dernier jouant un rôle important dans cette chaîne car il est employé pour séparer ou combiner différentes fréquences.

Les technologies de filtrage micro-onde classiques constituent une contrainte majeure pour l'implémentation de ces nouveaux systèmes de télécommunications, car elles ne permettent pas d'avoir une grande performance, un faible poids et une petite taille en même temps. Pour répondre à ces exigences, on a développé une nouvelle génération de filtres (Filtres micro-onde miniaturisés à deux zéros de transmission). Mais l'inconvénient majeur de ces nouveaux filtres réside dans l'absence de synthèse systématique.

Vue l'importance de ces nouveaux filtres, nous nous en sommes intéressés en effectuant un certain nombre de travaux qui se rapportent à l'étude de la théorie des filtres micro-ondes, à l'évaluation de l'impact des paramètres physiques sur leurs propres caractéristiques, à la mise en œuvre d'une technique de synthèse, et à leur conception.

De plus, nous nous sommes intéressés à la synthèse et la conception des filtres micro-ondes dits conventionnels tout en essayant de les réaliser avec toute la panoplie des circuits passifs susceptibles d'être utilisés.

Pour réaliser ces travaux, il est indispensable d'utiliser des outils de CAO (Conception assistée par ordinateur) adaptés aux évolutions de ces filtres. La complexité des structures de ces filtres fait de l'analyse électromagnétique une opération incontournable. Parmi les outils de CAO, il faut donc un simulateur électromagnétique.

Le 1^{er} chapitre de ce mémoire porte sur la théorie et les bases de conception des filtres micro ondes. Nous définissons, ainsi, la principale caractéristique du filtre qui est la fonction de transfert et les critères vérifiés par celle-ci. Les approximations utilisées sont celles de Butterworth et de Chebyshev. Nous décrivons ensuite les inverseurs d'impédance et d'admittance, les transformations de Richards, et les identités de Kuroda nécessaires pour la synthèse des filtres.

Le chapitre II est dédié à la fois à la description et la conception de la ligne micro ruban et de la ligne couplée, ainsi qu'aux principales discontinuités dans la ligne micro ruban et les composants micro rubans nécessaires à la composition des filtres.

Dans le chapitre III, nous citons les différentes configurations des filtres micro ruban ainsi que leurs méthodes de synthèse. Il s'ensuit la conception d'un filtre passe bas à saut d'impédance, d'un filtre coupe bande à stub, d'un filtre passe bande à couplage parallèle, et d'un filtre passe haut à élément localisé.

Le chapitre IV est consacré à l'étude des couplages entre résonateurs. Nous abordons ainsi différents types de couplage, qui peuvent exister entre deux résonateurs (couplage électrique, couplage magnétique et couplage mixte), et les modes d'excitation (par contact ou par proximité). Cette étude permettra d'étudier les filtres passe-bande miniaturisés basés sur ces résonateurs qui feront l'objet du chapitre V.

Le dernier chapitre traite de l'étude des filtres micro ruban miniaturisés à travers une méthode pratique qui se décline comme suit : on commence par la synthèse théorique des circuits en éléments localisés, ensuite on calcule la matrice de couplage inter résonateur et le couplage d'entrée sortie. Pour réaliser ces couplages, on calcule les distances inter résonateurs et les positions des systèmes d'excitation. Une phase de réglage est souvent nécessaire pour trouver la réponse souhaitée. Une comparaison entre la taille de ces filtres et les filtres classiques termine ce chapitre.

Enfin, nous terminons par une conclusion générale.

Chapitre I

Théorie et base de conception des filtres

Théorie et base de conception des filtres

I.1 Introduction

Ce chapitre décrit les concepts de base et les théories des filtres qui forment les fondements pour la conception générale des filtres RF et micro-ondes, y compris les filtres micro-ruban. Les sujets abordés sont :

Les spécifications du filtre, la normalisation de la fréquence et des impédances, la fonction de transfert du filtre, l'approximation de polynôme caractéristique, le filtre passe-bas prototype, la transposition de la fréquence, les inverseurs d'admittances et d'impédances, la transformation de RICHARDS, et les identités de KURODA.

I.2 Spécifications des filtres

Les filtres sont des quadripôles linéaires sans pertes qui peuvent être passifs ou actifs, permettant de séparer des signaux selon leurs fréquences. Leur principale caractéristique est leur fonction de transfert en puissance (atténuation) ou réponse fréquentielle. Cette fonction de transfert s'exprime dans le domaine fréquentiel comme le rapport de la puissance de sortie à la puissance disponible.

Les spécifications d'un filtre réel sont données à partir de son gabarit (fig. I.1) qui représente la courbe d'atténuation A en décibel (dB) en fonction de la fréquence et qui précise en particulier les points suivants :

- Le type de filtre : passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe- bande
- Le polynôme de l'approximation si il est connue comme : Butterworth ,Chebyshev , Bessel ...etc.
- Pour les filtres passe-bas et passe-haut :
 - les amplitudes maximale A_{\max} et minimale A_{\min}
 - la fréquence de coupure f_c donnant A_{\max} et délimitant la bande passante, et la fréquence f_s correspondant à A_{\min} et délimitant la bande coupée.
- Pour les filtres passe-bande et coupe- bande :
 - les amplitudes maximale A_{\max} et minimale A_{\min}
 - les fréquences de coupure f_{c1} et f_{c2} , les fréquences f_{s1} et f_{s2}

La fréquence centrale f_0 et la bande passante relative Δ sont définies ainsi :

$$f_0 = \sqrt{f_{c1} \cdot f_{c2}} \quad (I.1)$$

$$\Delta = \frac{f_{c2} - f_{c1}}{f_0} \quad (I.2)$$

On peut aussi définir la sélectivité K du filtre :

- $k = \frac{f_c}{f_s}$ pour un filtre passe-bas.
- $k = \frac{f_s}{f_c}$ pour un filtre passe haut.
- $k = \frac{f_{c2} - f_{c1}}{f_{s2} - f_{s1}}$ pour un filtre passe-bande.
- $k = \frac{f_{s2} - f_{s1}}{f_{c2} - f_{c1}}$ pour un filtre coupe-bande.

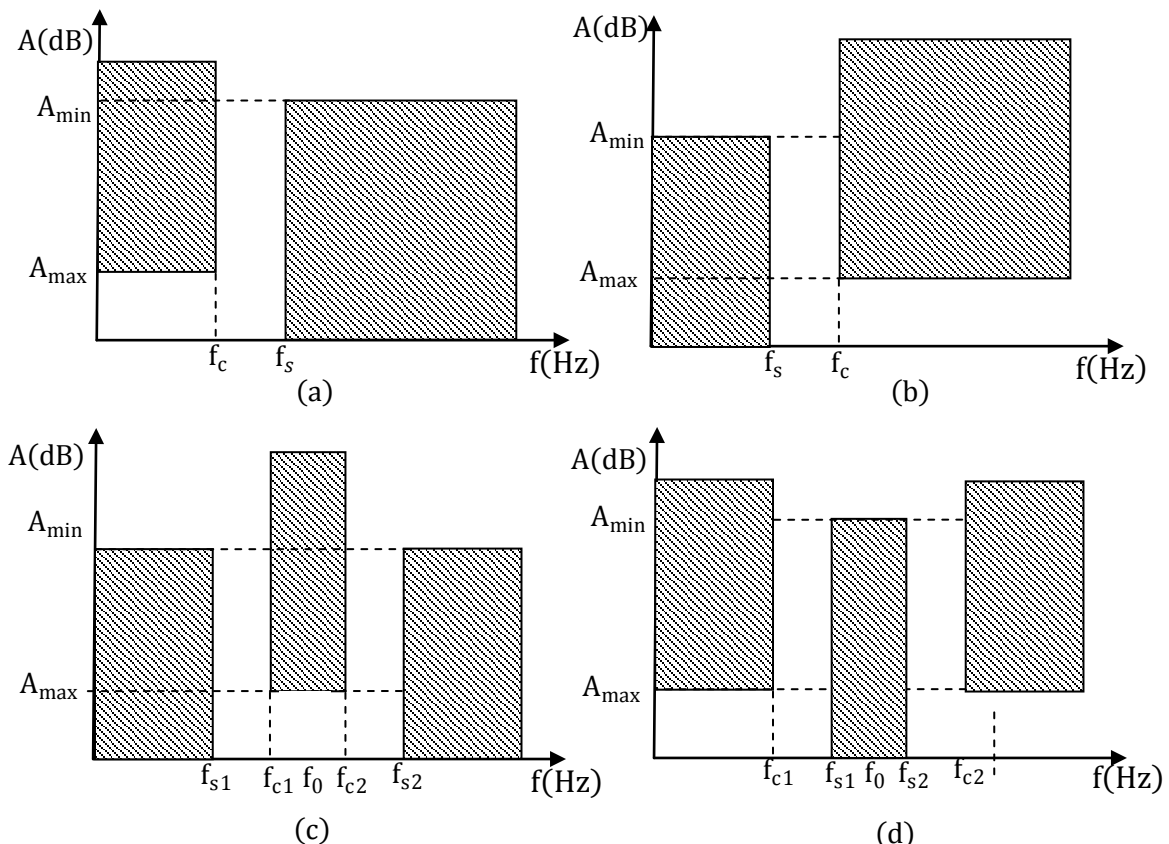


Fig. I.1 : Gabarit d'affaiblissement simplifié (a) Passe-bas (b) Passe haut (c) Passe-bande (d) Coupe bande.

I.3 Normalisation des variables

Normaliser une variable quelconque x consiste à choisir arbitrairement une valeur de référence x_r de x et effectuer le changement de variable, $X = x/x_r$. Les grandeurs normalisées sont donc sans dimensions et leur emploi conduit, de ce fait, à des résultats très généraux. pour revenir à des valeurs en unités standard, on procède à la dénormalisation.

dans le cas du filtre, on doit normaliser non seulement la fréquence mais aussi les impédances du circuit.

I.3.1 Normalisation des fréquences

On définit la fréquence normalisée par $F=f/f_r$ où f_r est une fréquence de référence, elle est représentée par la même norme que la pulsation normalisée $\Omega=\omega/\omega_r$ où $\omega_r=2\pi f_r$.

Pour les filtres passe-bas et passe-haut, on prend comme référence la fréquence de coupure, donc $\omega_r=\omega_c$ (fig. I.2a, fig. I.2b), et pour les filtres passe-bande et coupe-bande la fréquence centrale, c'est-à-dire $\omega_r=\omega_0$ (fig. I.2c, fig. I.2d),

La normalisation des fréquences présente plusieurs avantages :

- elle permet d'étudier les filtres indépendamment de la valeur de leur fréquence de coupure.
- pour un type de filtre donné, toutes les fonctions de transfert normalisées ont une forme identique.

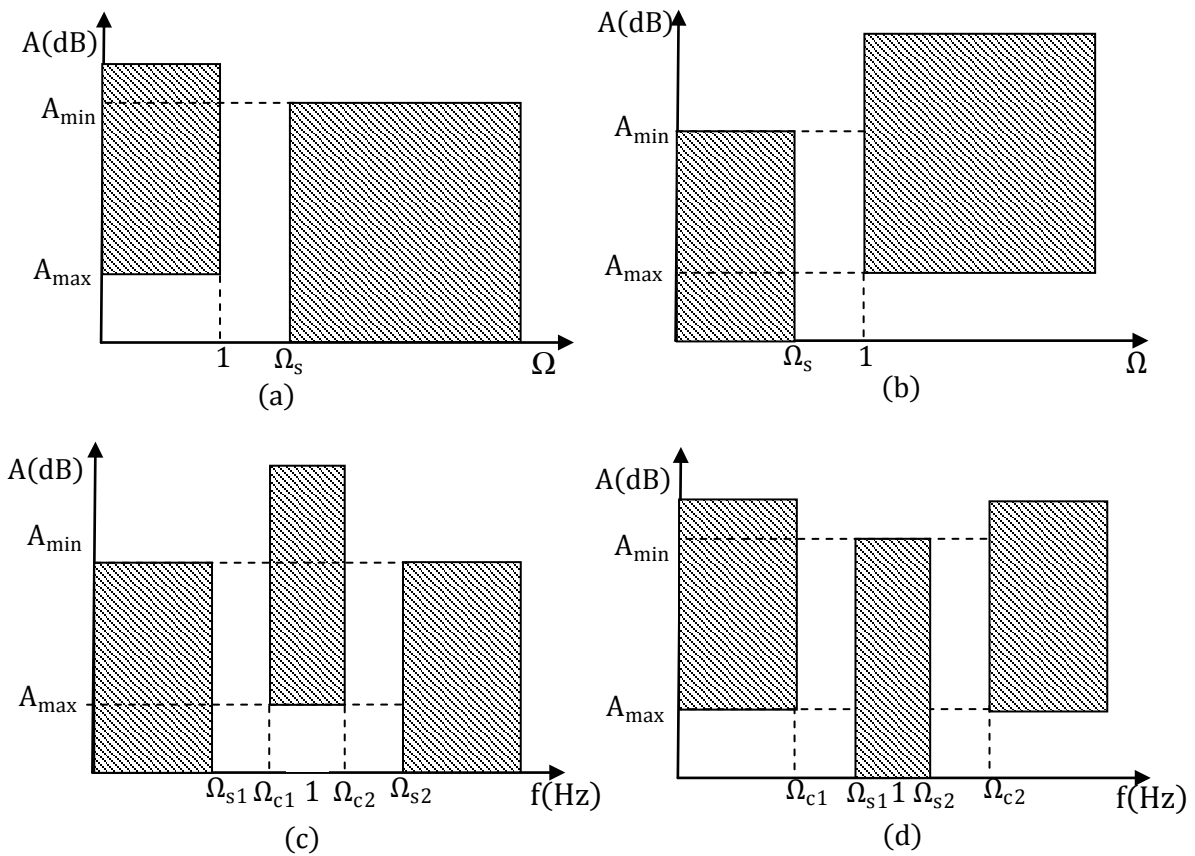


Fig. I.2 : Gabarit d'affaiblissement normalisé (a) passe-bas (b) passe haut (c) Passe-bande (d)coupe bande

I.3.2 Normalisation des impédances

Les impédances d'une résistance R , d'une inductance L et d'une capacité C sont respectivement $Z_R = R$, $Z_L = j.L.\omega$ et $Z_C = \frac{1}{j.C.\omega}$ avec ($j^2=-1$). On obtient des impédances normalisées en divisant ces grandeurs par une résistance arbitraire R_0 prise comme référence :

$$Z_{Rn} = R_n = \frac{R}{R_0} \quad (\text{I.3.a})$$

$$Z_{Ln} = jL_n\Omega = j\frac{L\omega_c\Omega}{R_0} \quad (\text{I.3.b})$$

$$Z_{Cn} = \frac{1}{jC_n\Omega} = \frac{1}{jR_0C\omega_c\Omega} \quad (\text{I.3.c})$$

I.4 Fonction de transfert

D'une manière générale, la fonction de transfert d'un quadripôle est une description mathématique des caractéristiques de ce circuit (une expression mathématique du S_{21}). Comme on le verra, l'étude de n'importe quel filtre se rapporte à celle d'un filtre passe bas nommé « filtre passe bas prototype ». La fonction de transfert d'un filtre passe-bas passif sans perte qui a une forme d'atténuation et qui s'inscrit dans le gabarit normalisé (fig. I.2a) est définie par [2]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (\text{I.4})$$

Où ε est un paramètre dépendant de l'atténuation maximale (A_{\max}) admise dans la bande passante donné par [2] :

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{\max}}{10}} - 1} \quad (\text{I.5})$$

Comme ce quadripôle est sans pertes, on peut écrire aussi :

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{-\left(\frac{L_R}{10}\right)} - 1}} \quad (\text{I.6})$$

Où L_R représente les pertes de retour admise dans la bande passante et $F_n(\Omega)$, une quantité appelée polynôme de l'approximation considérée (Butterworth, Chebyshev, Caer, Bessel etc...).

I.4.1 Les critères vérifiés par la fonction de transfert

Pour un réseau linéaire, invariant dans le temps, la fonction de transfert, en fonction de la fréquence ou pulsation complexe p , est définie comme [3] :

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (\text{I.7})$$

Le premier critère que doit vérifier un filtre est la réalisabilité. Pour cela, le degré du numérateur $N(p)$, doit toujours être inférieur ou égal à celui du dénominateur $D(p)$.

Le second critère est la stabilité. Pour que le filtre soit stable, les pôles doivent résider dans la moitié gauche du plan complexe. Il existe, cependant, des approximations tels que les approximations de Butterworth, de Chebyshev, de Caer, de Bessel etc... qui conduisent à des fonctions de transfert vérifiant ces critères.

I.4.1a Approximation de Butterworth

Cette approximation conduit à des filtres dont la réponse est sans ondulation dans la bande passante (annexe A fig.A.1).le polynôme de Butterworth est donné comme suivant [2] :

$$F_n(\Omega) = \Omega^n \quad (I-8)$$

Où n est le degré ou l'ordre du filtre ce qui correspond au nombre d'éléments réactifs requis dans le filtre prototype passe-bas. La fonction de transfert d'un filtre de Butterworth d'ordre n peut se mettre sous la forme suivante [2-3] :

$$S_{21}(P) = \frac{1}{\prod_{i=1}^n (P - P_i)} \quad (I.9)$$

Avec :

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

$|P_i| = 1$ et $\text{Arg } P_i = \frac{(2i-1)\pi}{2n} + \frac{\pi}{2}$ (fig.I.3), pour n=5

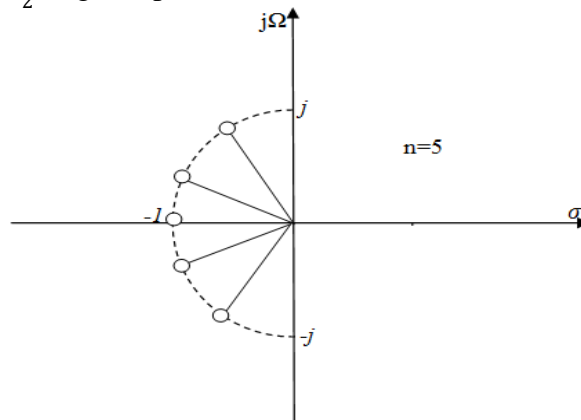


Fig. I.3: Distribution des pôles pour une réponse de Butterworth

I.4.1b Approximation de Chebyshev

Cette approximation conduit à des filtres dont la réponse est caractérisée par des ondulations dans la bande passante et plate à la bande coupée (annexe A fig.A.2). Le polynôme de Chebyshev de degré n, est [2] :

$$F_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1}(\Omega)) & \text{si } \Omega \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1}(\Omega)) & \text{si } \Omega > 1 \end{cases} \quad (I.10)$$

Les polynômes $F_n(\Omega)$ vérifient la propriété :

$$F_n(0) = \begin{cases} 1 & \text{Pour } n \text{ pair} \\ 0 & \text{Pour } n \text{ impair} \end{cases}$$

$$F_n(1) = \mp 1$$

Les fonctions de Chebyshev peuvent être trouvées dans les termes d'un polynôme à partir d'une formule de récurrence suivante :

$$F_{n+1}(\Omega) = 2 \cdot \Omega \cdot F_n(\Omega) - F_{n-1}(\Omega) \quad (I.11)$$

Avec $F_0(\Omega) = 1$ et $F_1(\Omega) = \Omega$.

RHODES [3] a dérivé une formule générale de la fonction de transfert rationnelle pour le filtre de Chebyshev qui est:

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

Avec :

$$P_i = j \cos \left(\sin^{-1} j\eta + \frac{(2i-1)\pi}{2n} \right) \quad , \quad \eta = \sinh \left(\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right)$$

Les pôles de la fonction de transfert s'allongent sur une ellipse (fig.4.I).

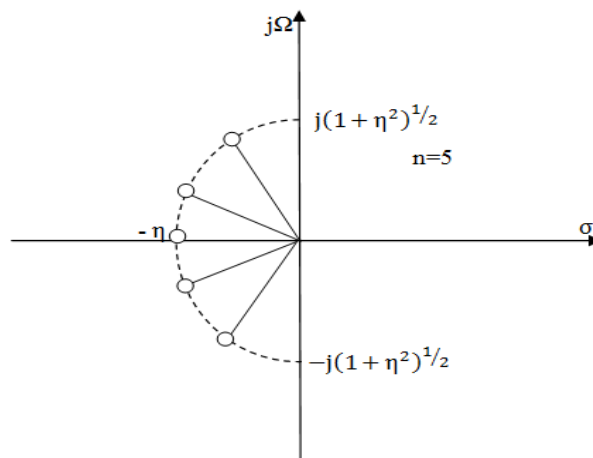


Fig. I.4: Distribution des pôles pour une réponse de Chebychev

I.5 Filtre prototype passe-bas

La conception de tous les types des filtres (passe bas, passe haut, passe bande ou coupe bande) sera basée sur le prototype passe-bas [4-5], pour lequel quelques transformations nécessaires seront effectuées. Les deux structures possibles du prototype du filtre passe bas sont présentées dans la figure I.5. Ils sont composés alternativement de capacités parallèles et d'inductances séries. Si la première branche est une branche série, alors on parle de structure en T (fig. I.5a) et si elle est parallèle on parle de structure en π (fig. I.5b).

L'ordre du filtre (n pair ou impair) imposera le nombre de composants du prototype (capacités et inductances). Chaque élément g_i du circuit est caractérisé par son impédance réduite par rapport à l'impédance de source ($g_0=1$) et à la pulsation de coupure ($\Omega_c=1$).

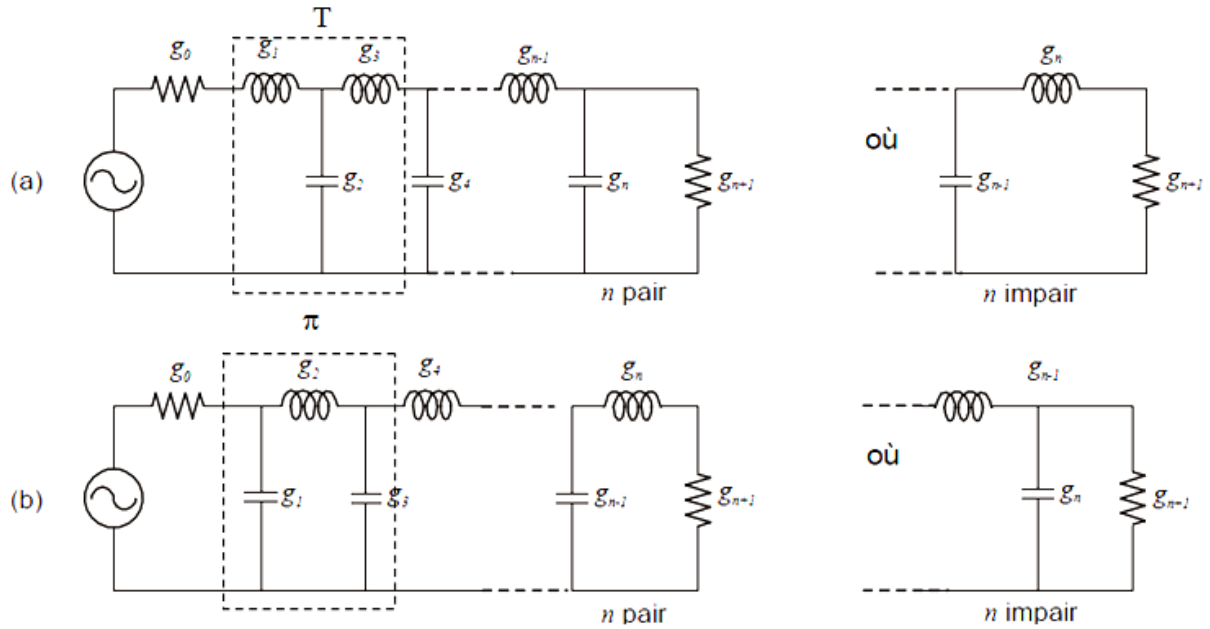


Fig. I.5: Structure de filtres passe bas prototypes

(a) Structure en T, (b) Structures-en π

I.5.1 Filtre prototype passe-bas de Butterworth

Pour le filtre prototype passe-bas de Butterworth, on a [5]:

$$g_k = \begin{cases} 2 \cdot \sin\left(\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right) & ; k = 1, 2, 3, 4, \dots, n \\ 1 & k = 0, n + 1 \end{cases} \quad (I.13)$$

Le degré (l'ordre n) d'un prototype passe-bas de Butterworth est donné comme suit [5] :

$$n \geq \frac{\log_{10}\left(\frac{A_{\min}}{10^{-10}} - 1\right)}{2 \log_{10}(\Omega_s)} \quad (I.14)$$

Avec $\Omega_s = \frac{f_s}{f_c}$ et n : entier

I.5.2 Filtre prototype passe-bas de Chebyshev

Pour le filtre prototype passe-bas de Chebyshev, on a [5]:

$$g_k = \frac{4a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} g_{k-1}} \text{ avec } \begin{cases} a_k = \sin\left(\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right) \\ b_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right) \end{cases} \text{ pour } k=2, 3, 4, \dots, n \quad (I.15)$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right), \beta = \ln\left(\cosh\left(\frac{A_{\max}}{17.37}\right)\right)$$

$$g_{n+1} = 1 \text{ pour } n \text{ impair}$$

$$g_{n+1} = \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) \text{ pour } n \text{ pair}$$

Le degré (l'ordre n) d'un prototype passe-bas de Chebyshev est donné comme suit [5] :

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1A_{\min}} - 1}{10^{0.1A_{\max}} - 1}}}{\cosh^{-1}(\Omega_s)} \quad n: \text{entier} \quad (\text{I.16})$$

I.6 Transformation de fréquence et des éléments à partir du prototype passe-bas

Comme le prototype passe bas est normalisé par rapport à l'impédance et par rapport à la fréquence pour tous ses éléments g_k , on doit dénormaliser ses éléments. La dénormalisation en impédance se fait tout simplement en multipliant les g_k des selfs en série par l'impédance de référence R_0 et en divisant les g_k des capacités parallèles par R_0 . Cette dénormalisation en impédance est illustrée par la figure I.6 [6].

Fig. I.6 : Transformation en impédance

Pour pouvoir concevoir les filtres (passe bas, passe haut, passe bande ou coupe bande) à partir du prototype passe bas, on doit effectuer la transformation de fréquence. Le tableau I.1 synthétise les transformations de fréquence et des éléments [6].

I.7 Les inverseurs d'impédance et d'admittance

I.7.1 Définition des inverseurs d'impédance et d'admittance

Un inverseur d'impédance ou d'admittance est un quadripôle passif ayant pour propriétés d'être sans perte et réciproque. La figure I.7 montre les schémas d'un inverseur d'impédance et d'admittance [6].

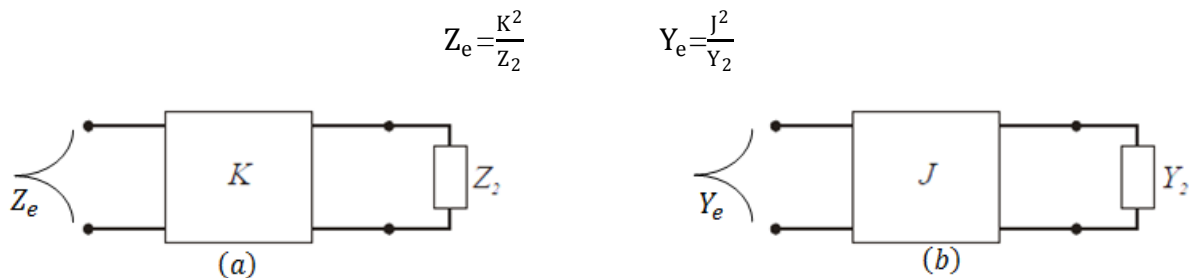


Fig. I.7 : Schémas des inverseurs a : d'impédances b : d'admittance

Ces inverseurs d'impédance ou admittance sont caractérisés par leur matrice de transfert suivante :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm jk \\ \pm \frac{1}{jk} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{pour l'inverseur d'impédance} \quad (I.17)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{jJ} \\ \pm jJ & 0 \end{bmatrix} \quad \text{pour l'inverseur d'admittance} \quad (I.18)$$

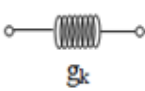
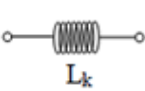
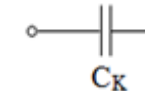
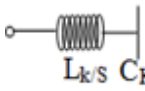
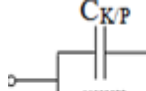



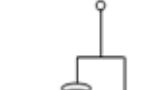

	Prototype passe bas	Passe bas (a)	Passe haut (b)	Passe bande (c)	Coupe bande (d)
Transformation en fréquence	Ω	$\Omega = \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$	$\Omega = -\frac{\omega_c}{\omega}$	$\Omega = \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$	$\Omega = \frac{\Delta}{\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)}$
Valeurs des éléments		 $L_k = \left(\frac{R_0 \cdot g_k}{\omega_c}\right)$	 $C_K = \left(\frac{1}{\omega_c \cdot R_0 \cdot g_K}\right)$	 $C_{k/s} = \left(\frac{\Delta}{\omega_0}\right) \frac{1}{R_0 \cdot g_K}$ $L_{k/s} = \left(\frac{1}{\Delta \cdot \omega_0}\right) R_0 g_K$	 $C_{k/p} = \left(\frac{1}{\Delta \cdot \omega_0}\right) \frac{1}{R_0 \cdot g_K}$ $L_{k/p} = \left(\frac{\Delta}{\omega_0}\right) R_0 \cdot g_K$
		 $C_K = \left(\frac{g_K}{\omega_c \cdot R_0}\right)$	 $L_K = \left(\frac{R_0}{\omega_c \cdot g_K}\right)$	 $C_{k/p} = \left(\frac{1}{\Delta \cdot \omega_0}\right) \frac{g_K}{R_0}$ $L_{k/p} = \left(\frac{\Delta}{\omega_0}\right) \frac{R_0}{g_K}$	 $L_{k/s} = \left(\frac{1}{\Delta \cdot \omega_0}\right) \frac{R_0}{g_K}$ $C_{k/s} = \left(\frac{\Delta}{\omega_0}\right) \frac{g_K}{R_0}$

Tableau .I.1: Transformation de fréquence et des éléments à partir du prototype passe bas

I.7.1a Inverseur à constante distribuée

La matrice ABCD d'un tronçon de ligne sans pertes d'impédance caractéristique Z_c et de longueur électrique θ s'écrit [7]:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_c \sin \theta \\ \frac{j \sin \theta}{Z_c} & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Donc si on veut avoir un inverseur d'impédance on prend $\theta = \frac{\pi}{2}$, ceci correspond à une ligne quarte d'onde.

I.7.1b Inverseur a constante localisée

La figure I.8 donne les schémas de l'inverseur d'impédance et d'admittance à éléments localisés (a base des capacités et des inductances) [5].

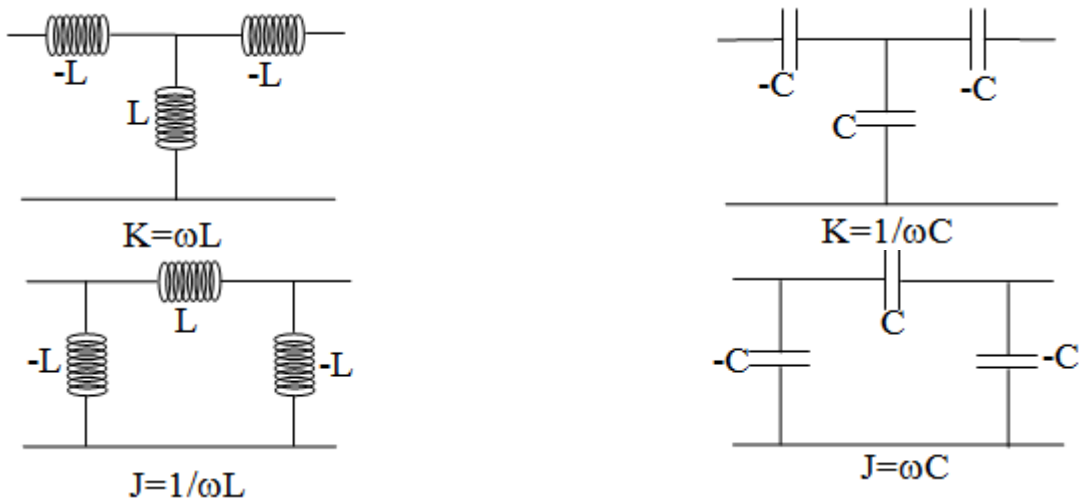


Fig. I.8 : Inverseurs d'impédance et d'admittance à éléments localisés

I.7.2 Filtre avec des inverseurs d'impédances ou d'admittance

Il peut être démontré par l'analyse des réseaux [8] que l'ensemble d'une inductance série avec un inverseur d'impédance sur chaque côté est équivalent à une capacité shunt (fig. I.9a). De même, l'ensemble d'une capacité shunt avec un inverseur d'admittance de chaque côté s'apparente à une inductance série (fig. I.9b). Ces propriétés nous permettent de convertir un circuit irréalisable à un autre circuit équivalent qui sera plus commode pour la mise en œuvre avec les structures micro-ondes. C'est le cas par exemple d'un circuit comprenant des résonateurs séries (fig. I.10a) ou des résonateurs shunt ou parallèles (fig. I.10b).

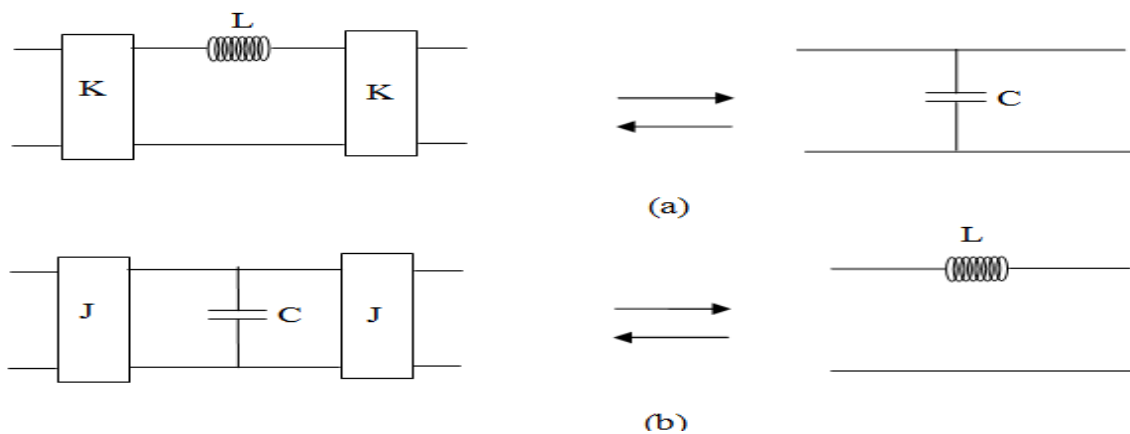


Fig. I.9 :(a) Equivalence inverseur d'impédance avec une inductance série à une capacité shunt (b) équivalence Inverseur d'admittance avec capacité shunt à une inductance série

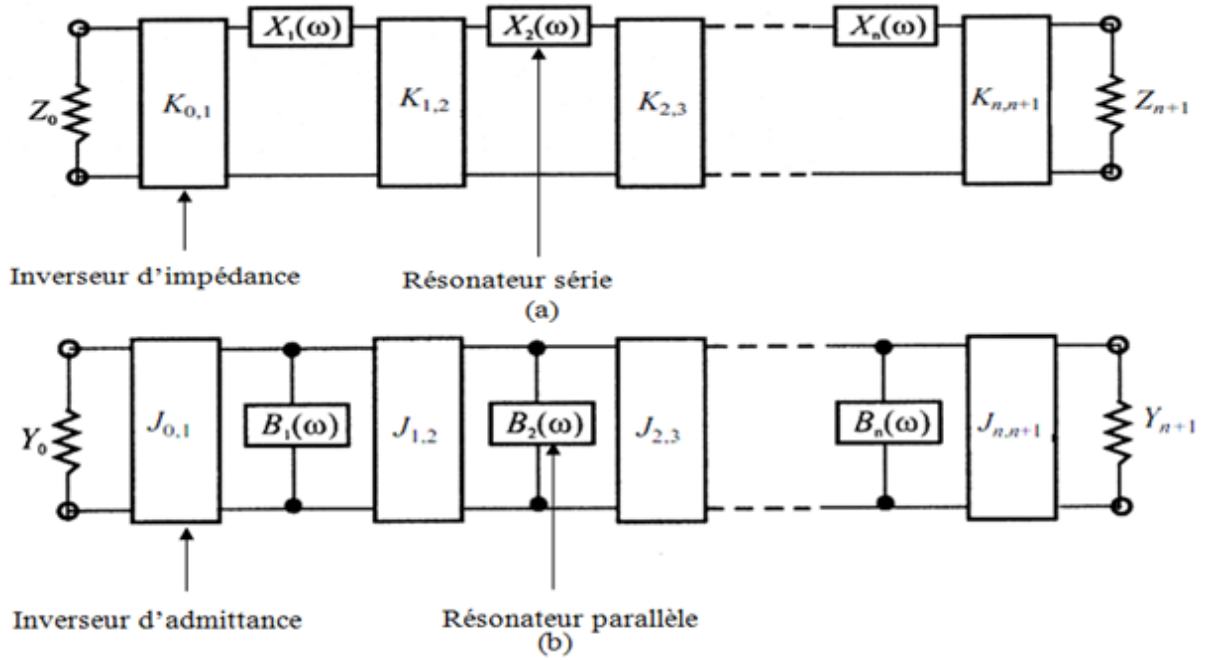


Fig. I .10: Filtre avec inverseurs : a) d'impédance b) d'admittance.

Les expressions des impédances (respectivement admittances) caractéristiques des inverseurs d'impédances (respectivement admittances) sont [5] :

- Résonateurs série couplés par des inverseurs d'impédance K :

$$K_{01} = \sqrt{\frac{Z_0 X_1 \Delta}{g_0 g_1}} \quad ; \quad K_{i,i+1} = \sqrt{\frac{X_i X_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \quad ; \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Z_{n+1} X_n \cdot \Delta}{g_n g_{n+1}}}$$

où

$$x_i = \frac{\omega_0 dX_i(\omega)}{2 d\omega} \Big/_{\omega = \omega_0} \quad (I.20)$$

- Résonateurs parallèles couplés avec des inverseurs d'admittance J [5].

$$J_{01} = \sqrt{\frac{Y_0 b_1 \Delta}{\Omega_c g_0 g_1}} \quad ; \quad j_{i,i+1} = \sqrt{\frac{b_i b_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \quad ; \quad j_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Y_{n+1} b_n \cdot \Delta}{\Omega_c g_0 g_{n+1}}}$$

où

$$b_i = \frac{\omega_0 dY_i(\omega)}{2 d\omega} \Big/_{\omega = \omega_0} \quad (I.21)$$

Avec : x_i la réactance dynamique du résonateur série i de réactance $X_i(\omega)$ à la fréquence centrale ω_0 .

b_i la susceptance dynamique du résonateur parallèle i de susceptance $Y_i(\omega)$ à la fréquence centrale ω_0 .

I.8 Transformation de Richards et Identités Kuroda

I.8.1 Transformation de Richards

Les structures de transmission à éléments distribués sont d'une importance pratique pour la conception de filtres micro-ondes. Une approche couramment utilisée pour la conception pratique des filtres à élément distribués est de chercher une équivalence approximative entre éléments localisés et distribués. Cette équivalence peut être établie en appliquant la transformation de Richards [9]. Richards a montré que les réseaux distribués, pourraient être traités comme un réseau à éléments localisés LC au titre de la transformation :

$$t = j\Omega \tag{I.22}$$

où $\Omega = \tan\theta$ et $\theta = 2\pi l/\lambda$ (La longueur électrique)

A partir de l'équation (I.22), on peut résumer les transformations de Richards dans le tableau I.2.

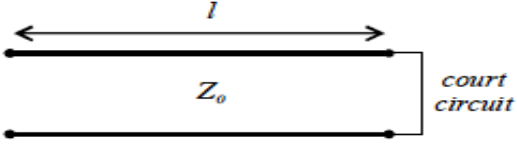
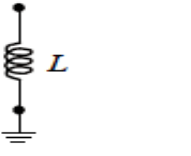
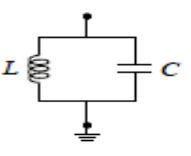
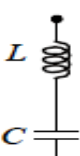
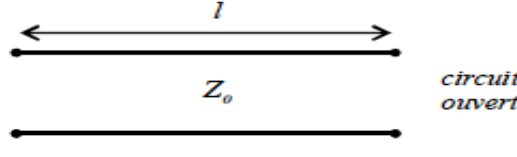
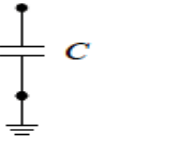
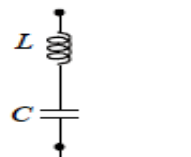
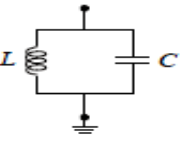
	$l = \frac{\lambda}{8}$	$l = \frac{\lambda}{4}$	$l = \frac{\lambda}{2}$
 <p><i>court circuit</i></p>			
 <p><i>circuit ouvert</i></p>			

Tableau. I.2: Circuits équivalents à des lignes de transmission ouverte et court-circuitée.

La matrice ABCD définie par l'équation (I.19) devient en termes de variable Richards :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1-t^2}} \begin{bmatrix} 1 & Z_c t \\ \frac{t}{Z_c} & 1 \end{bmatrix} \tag{I.23}$$

Cet élément de ligne est considéré comme un élément d'unité EU (fig. I.11),

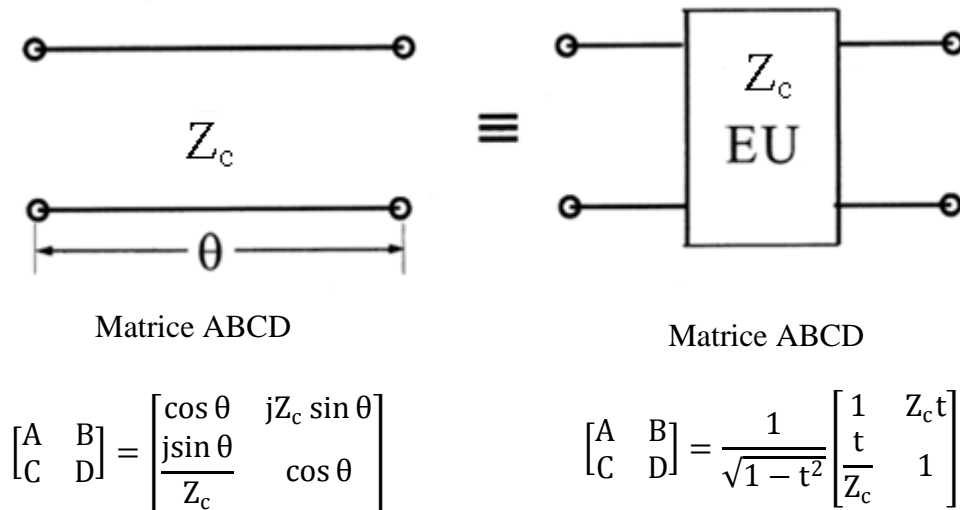


Fig. I .11 : Élément d'unité (EU).

I.8.2 Identités de Kuroda

Dans la conception des filtres à ligne de transmission, les diverses identités peuvent être souhaitables pour obtenir des filtres qui sont électriquement équivalents mais qui diffèrent par la forme ou en valeurs d'élément.

De telles transformations fournissent aux concepteurs non seulement la flexibilité, mais elles sont également essentielles dans beaucoup de cas pour obtenir des filtres qui sont physiquement réalisables, ces identités [10] sont représentées sur la figure I.12.

La première identité de Kuroda (fig. I.12a) échange un élément d'unité avec un stub shunt en circuit ouvert qui se transforme en stub court-circuit en série.

La deuxième (fig. I.12b), échange un élément d'unité avec un stub court-circuit en série qui se transforme en circuit ouvert shunt.

Les identités de Kuroda peuvent être déduites en comparant les matrices ABCD des réseaux correspondants [7]

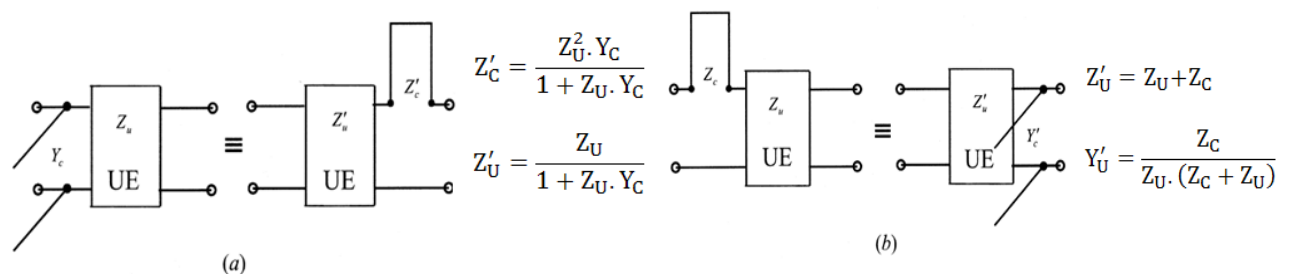


Fig. I.12 : Identités de Kuroda

Chapitre II

Technologie micro-ruban

Technologie micro-ruban

II.1 Introduction

Actuellement, la technologie micro-ruban est très utilisée par les concepteurs de filtres hyperfréquences car elle permet une grande souplesse topologique. En effet, la fabrication des circuits est bien maîtrisée en jouant sur la forme géométrique, il est aisé de concevoir des composants micro-ruban tels que les résonateurs, les inductances et les condensateurs.

Dans ce chapitre, les concepts de base, les équations de conception pour les lignes micro-ruban et les lignes couplées, les discontinuités et les composants micro-rubans utiles pour la mise au point de filtres micro-ruban sont brièvement décrits. Bien que les traitements complets de ces questions puissent être trouvés dans la littérature ouverte, ils sont résumés ici pour plus de commodité.

II.2 Description de la ligne micro-ruban

C'est une ligne de transmission planaire qui possède un ruban conducteur (généralement en cuivre) déposé sur un substrat diélectrique (ex : téflon, verre, époxy, etc..) muni d'un plan de masse. Sa structure est illustrée à la figure II.1. L'exemple le plus connu analogue à la ligne micro-ruban est le circuit imprimé double face dont l'une des faces est entièrement cuivrée.

Les caractéristiques de la ligne micro ruban sont :

- W : largeur de la ligne (déterminée par le concepteur selon la valeur de l'impédance caractéristique désirée) ;
- h : épaisseur du substrat (fourni par le fabricant) ;
- L : longueur de la ligne (déterminée par le concepteur selon la valeur de la longueur désirée) ;
- T : épaisseur du métal (fourni par le fabricant) ;
- ϵ_r : permittivité relative du substrat (fourni par le fabricant).

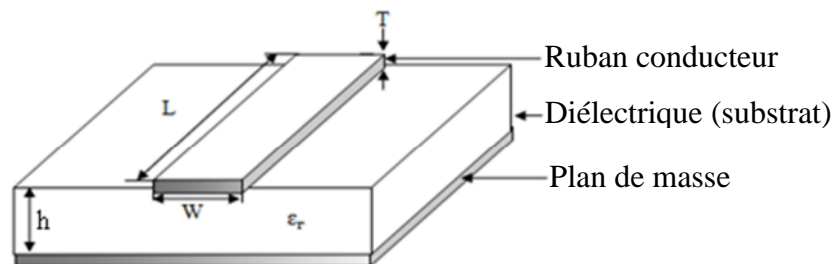


Fig.II.1: Ligne micro-ruban [11]

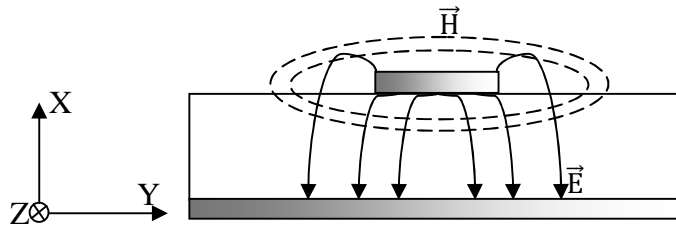


Fig. II.2 : Configuration des champs électriques et magnétiques dans une ligne micro-ruban [11].

II.3 Approximation quasi TEM

Le mode dominant qui se propage sur la ligne micro-ruban est un mode hybride. Cependant, lorsque la fréquence est de quelques gigahertz et lorsque le substrat a une permittivité élevée et peu de pertes, les champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} étant essentiellement concentrés dans le substrat diélectrique, et la composante suivant la direction de propagation (E_z et H_z) est négligeable devant les composantes transverses (E_t et H_t). compte tenu de la faible amplitude des composantes longitudinales par rapport aux composantes transverses, on peut considérer en première approximation, que le mode dominant sur une ligne micro-ruban est un mode quasi-TEM [11] (fig.II.2). Cette figure montre que certaines lignes de force du champ électrique se trouvent dans l'air, ce qui confère à cette structure la caractéristique d'un milieu inhomogène ou hybride. Cette structure peut donc être assimilée à un milieu homogène fictif de permittivité relative ϵ_{eff} inférieure à la permittivité relative du substrat ϵ_r .

II.4 Longueur d'onde

La permittivité effective est donnée par l'une des relations :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{c}{V_p} \right)^2 \quad (\text{II.1})$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g} \right)^2 \quad (\text{II.2})$$

et la longueur d'onde guidée dans la ligne par :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (\text{II.3})$$

avec :

- C : vitesse de propagation dans le vide.
- λ_0 : longueur d'onde dans le vide.
- V_p : vitesse de propagation dans la ligne.

Le dimensionnement de ces lignes dont le but est de calculer W et L, se fait, soit par les formules de synthèse, soit par les formules d'analyse, qui seront décrites dans la partie suivante.

II.5 Formules de synthèse (l'impédance caractéristique Z_c et la permittivité ϵ_r sont données)

Pour effectuer la synthèse d'une ligne permettant de déterminer le rapport (w/h), il existe plusieurs formules établies par différents auteurs. Dans le cas statique (fréquence relativement de faible valeur), SHNEIDER et HAMMERSTAD [12] par exemple ont proposé les formules de synthèse suivantes:

pour des lignes étroites ($\frac{w}{h} \leq 2$) :

$$\frac{w}{h} = \frac{8 \cdot \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (\text{II.4})$$

avec :

$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\}$$

pour des lignes larges ($\frac{w}{h} \geq 2$) :

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2 \cdot \epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (\text{II.5})$$

avec :

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$$

II.6 Formules d'analyse (w/h et la permittivité ϵ_r sont données)

D'après SHNEIDER et HAMMEMERSTAD [12], les formules d'analyse sont :

pour $W/h \leq 1$:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right\} \quad (\text{II.6})$$

$$Z_c = \frac{120\pi}{2\pi \sqrt{\epsilon_{\text{ef}}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right) \quad (\text{II.7})$$

pour $W/h \geq 1$:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} \quad (\text{II.8})$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.677 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (\text{II.9})$$

II.7 La Dispersion dans la ligne micro-ruban

Pour les lignes dispersives, la relation entre λ_g et la fréquence est très compliquée. Il s'ensuit que ϵ_{eff} est une fonction de la fréquence [13]. Donc, la fréquence d'un signal excitant une ligne micro-ruban est non linéaire en fonction de la constante de phase β ($\beta=2\pi/\lambda_g$).

II.8 Pertes dans la ligne micro-ruban

Trois phénomènes distincts contribuent à affaiblir le signal parcourant une ligne micro ruban :

- pertes par effet Joule dans les conducteurs ;
- pertes par effet Joule dans l'isolant ;
- pertes par rayonnement ;

II.9 Les principales discontinuités dans les lignes micro-rubans

Plusieurs formes de discontinuités sont dues aux exigences du circuit, comme le circuit ouvert, la variation de la largeur du ruban, le coude à angle droit, la jonction T et la jonction croisée. Pour chaque discontinuité, on peut trouver un circuit équivalent. Dans notre étude, les principales discontinuités qui peuvent nous intéresser ultérieurement sont le circuit ouvert, la variation de la largeur du ruban et le coude à angle droit.

II.9.1 Le circuit ouvert

Le circuit ouvert d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c peut être modélisé par une capacité équivalente C_p , équivalente à une ligne de transmission de longueur Δl (fig. II.3). L'expression de $\frac{\Delta l}{h}$, donnée par la formule de Kirshing et Jansen [14], est:

$$\frac{\Delta l}{h} = \frac{\xi_1 \xi_3 \xi_5}{\xi_4} \quad (\text{II-10})$$

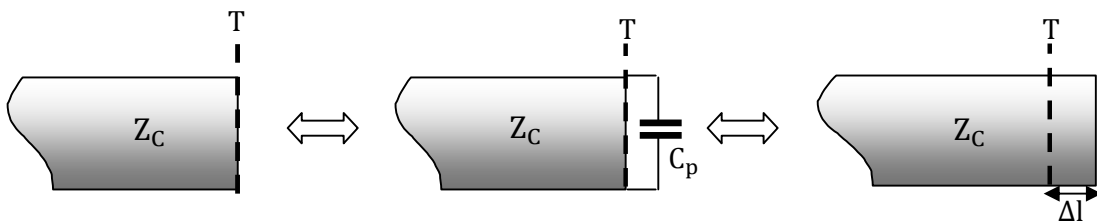


Fig.II.3: Equivalence du circuit ouvert [14]

Les expressions de $\xi_1, \xi_3, \xi_4, \xi_5$ se trouvent à l'annexe B.

II.9.2 Variation de la largeur de la ligne

De nombreux circuits des lignes micro ruban nécessitent des variations de la largeur (fig.II.4) comme pour les filtres.

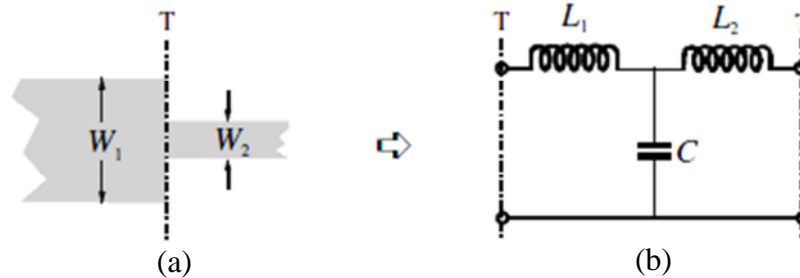


Fig.II.4 Variation de la largeur de la ligne (a) Structure d'une ligne micro ruban physique (b) Circuit électrique équivalent [15]

Les formules des L_1, L_2 et C [15] se trouvent à l'annexe B.

II.9.3 Le coude à angle droit ou «coin»

Le coude et son circuit équivalent, sont représentés dans le schéma de la figure II.5.

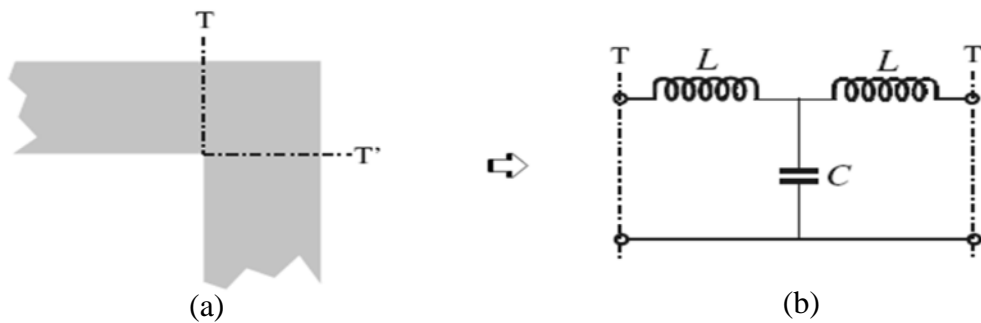


Fig. II.5 : Coude à angle droit (a) Structure d'une ligne micro ruban physique (b) Circuit électrique équivalent [15].

Les formules des L et C [15] se trouvent à l'annexe B.

II.10 Composants micro-ruban

Les composants micro-ruban, qui sont souvent rencontrés dans la conception des filtres micro-ruban, peuvent inclure des inductances, des condensateurs et des résonateurs. Le choix des différents composants dépendra principalement des types des filtres à concevoir. ces composants sont brièvement décrits dans cette partie.

II.10.1 Inductances et Condensateurs localisés

Certaines configurations typiques des inductances et des condensateurs localisées sont présentées dans les figures II.6 et II.7.

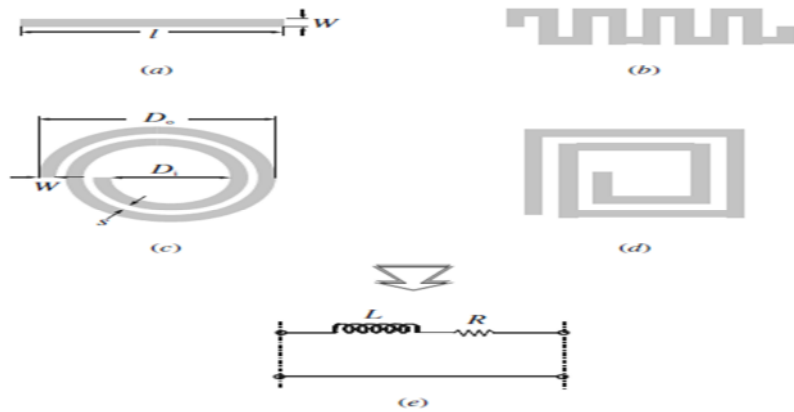


Fig.II.6 : Inductances à élément localisé (a) Ligne haute impédance (b) Ligne méandre (c) Circulaire en spirale (d) Carré spirale (e) Leur représentation électrique[8].

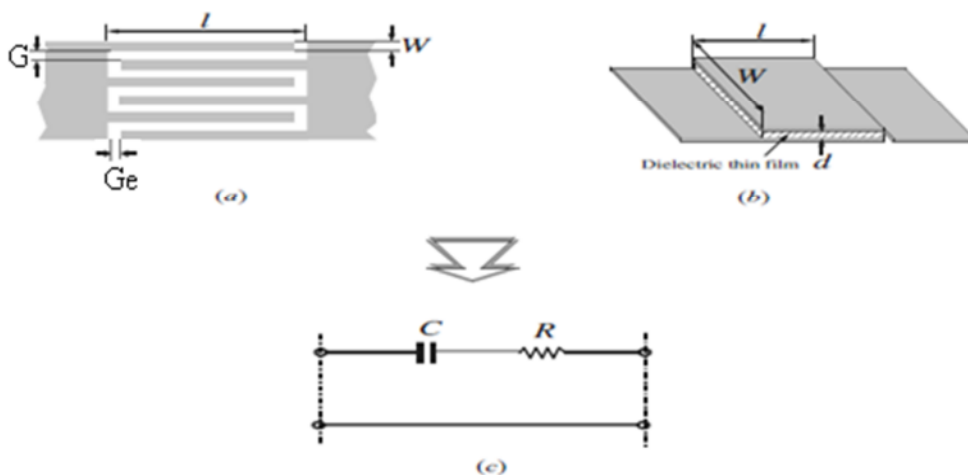


Fig.II.7 : Capacité à élément localisé (a) Condensateur interdigital (b) Condensateur MIM (c) Leur représentation électrique[8].

Ces composants peuvent être classés par catégorie comme éléments à constante localisée, dont les dimensions physiques sont beaucoup plus petites que la longueur d'onde de plus haute fréquence de fonctionnement. Ainsi, ils ont l'avantage de la petite taille et du coût bas.

Pour caractériser avec précision les éléments localisés sur l'ensemble de la bande des fréquences, tout en tenant compte de tous les parasites et autres effets, il est nécessaire, habituellement d'utiliser un simulateur électromagnétique.

II.10.2 Éléments à constantes semi-localisées

Les lignes micro-ruban, dont les longueurs physiques sont plus petites qu'un quart de longueur d'onde guidée, sont appelées éléments semi-localisés, et sont les composants les plus courants pour la réalisation des filtres à structure micro-ruban. Il est également possible de les considérer comme des éléments localisés si leurs dimensions sont encore plus petites.

II.10.2.1 Ligne de courte longueur de haute et de basse impédance

Des lignes de longueurs faibles $< \frac{\lambda_g}{4}$ et d'impédance caractéristique relativement élevée se comportent comme des inductances en série. En se ramenant aux deux circuits équivalent (fig.II.8), la théorie classique des lignes de transmission donne la réactance et la susceptance d'entrée de la ligne de longueur l comme suit [16] :

$$x_L = Z_c \sin\left(\frac{2\pi l}{\lambda_g}\right) \quad (\text{II.11})$$

$$B_L = \frac{1}{Z_c} \tan\left(\frac{\pi l}{\lambda_g}\right) \quad (\text{II.12})$$

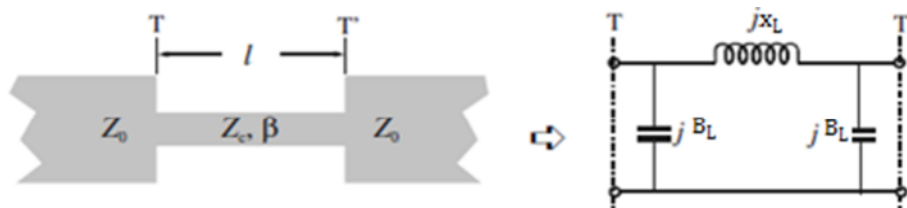


Fig. II.8: (a) Ligne micro-ruban à haute impédance de courte longueur (b)Circuit localisé [16].

Des lignes de longueurs faibles $< \frac{\lambda_g}{4}$ et d'impédance caractéristique relativement basse se comportent comme des capacités shunt (fig.II.9). Dans ce cas, les expressions de la susceptance et de la réactance sont [16]:

$$x_C = Z_c \tan\left(\frac{\pi l}{\lambda_g}\right) \quad (\text{II.13})$$

$$B_C = \frac{1}{Z_c} \sin\left(\frac{2\pi l}{\lambda_g}\right) \quad (\text{II.14})$$

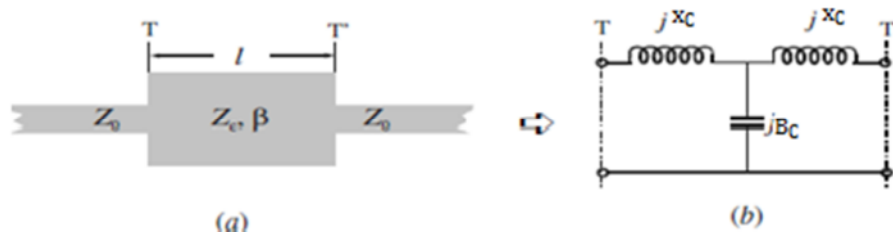


Fig. II.9:Élément à faible impédance de longueur courte (a)Forme du micro ruban (b) Circuit localisé [16]

L'admittance d'entrée d'une ligne de transmission courte ($l < \frac{\lambda_g}{8}$) et terminée par un circuit ouvert est :

$$Y_{in} = j \cdot Y_c \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot l}{\lambda_g} \right) = j \cdot \omega \cdot \left(\frac{Y_c \cdot l}{v_p} \right) \quad (\text{II.15})$$

L'entrée de la ligne est donc équivalente à une capacité shunt $C = \left(\frac{Y_c \cdot l}{v_p} \right)$.

L'impédance d'entrée d'une ligne de transmission courte ($l < \frac{\lambda_g}{8}$) et terminée par un court-circuit est donnée par :

$$Z_{in} = j \cdot Z_c \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot l}{\lambda_g} \right) = j \cdot \omega \cdot \left(\frac{Z_c \cdot l}{v_p} \right) \quad (\text{II.16})$$

L'entrée de la ligne est donc équivalente à une inductance shunt $L = \left(\frac{Z_c \cdot l}{v_p} \right)$.

II.11 Lignes couplées

Les lignes couplées sont largement utilisées pour l'implémentation des filtres micro-ruban. La figure II.10 montre la section transversale de deux lignes micro-ruban couplées, de largeur W et distantes l'une par rapport à l'autre S . Cette structure de ligne couplée a deux modes de propagation, le mode pair et impair, comme le montre la figure II.11.

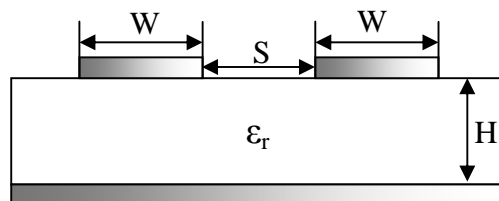


Fig. II.10 : Coupe transversale de lignes micro-ruban couplées [16].

Pour le mode pair, les courants dans les conducteurs ont la même amplitude et la même direction, de sorte que le plan symétrique est un mur magnétique, comme indiqué dans la figure II.11a

Pour le mode impair, les courants sont d'amplitude égale mais de directions opposées, de sorte que le plan symétrique est un mur électrique, comme indiqué dans la figure II.11b. En général, ces deux modes seront excités en même temps. Toutefois, ils se propagent à des vitesses de phase différentes parce qu'ils ne sont pas purs mode TEM. Par conséquent, les lignes micro-ruban couplées sont caractérisées par l'impédance caractéristique, ainsi que par les constantes diélectriques effectives pour les deux modes.

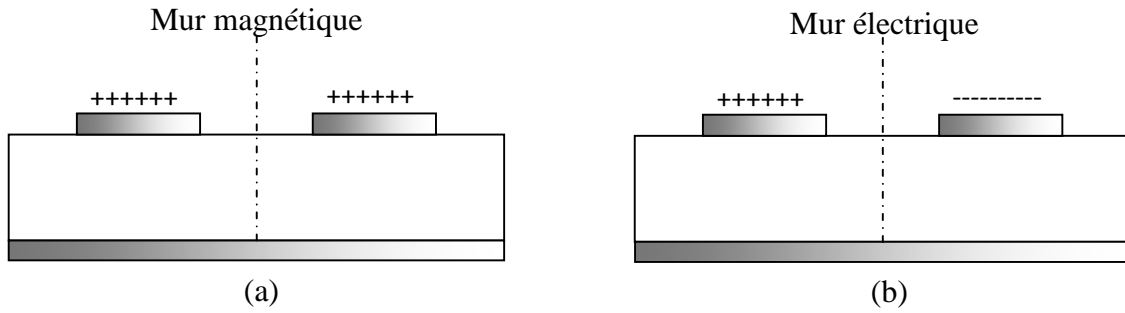


Fig. II.11 : Modes Quasi-TEM d'une paire de lignes micro-ruban couplées:
(a), mode pair, (b) mode impair [16]

II.11.1 Formules de conception (formules d'analyse)

Les expressions des constantes diélectriques effectives et des impédances caractéristiques des lignes micro-rubans couplées [17] se trouvent en annexe B.

II.11.2 Technique approchée de synthèse (formules de synthèse)

Dans ce procédé les rapports de forme w/h et s/h sont déterminés à partir de Z_{cp} (impédance caractéristique du mode pair) et Z_{ci} (impédance caractéristique du mode impair) en se servant des expressions (II.19), (II.20a) et (II.20b).

Pour ce procédé, il y a deux étapes distinctes.

1^{ère} étape : Déterminer les rapports de formes pour des lignes micro-rubans équivalentes simples.

2^{ème} étape : Obtenir w/h et s/h pour la structure avec couplage à partir des rapports trouvés en 1^{er} étape.

Pour la 1^{er} étape on se sert des relations suivantes [16]:

-Rapport $(w/h)_{si}$ pour une ligne micro-ruban simple

$$Z_{csi} = \frac{Z_{ci}}{2} \quad (\text{II.17})$$

-Rapport $(w/h)_{sp}$ pour une ligne micro-ruban simple

$$Z_{csp} = \frac{Z_{cp}}{2} \quad (\text{II.18})$$

Afin de déterminer les rapports de forme w/h et s/h connaissant le rapport $(w/h)_{si}$ et $(w/h)_{sp}$ d'une ligne simple équivalente, Akhtarzad, Rowbothman et Jones ont fourni un certain nombre d'expressions. En voici quelques unes, considérées comme les plus complètes [16].

$$\frac{w}{h_{si}} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2d-g+1}{g+1} \right) \quad (\text{II.19})$$

$$\frac{w}{h_{sp}} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2d-g-1}{g-1} \right) + \frac{4}{\pi(1+\epsilon_r/2)} \cosh^{-1} \left(1 + 2 \frac{w/h}{s/h} \right) \quad \text{Pour } \epsilon_r \leq 6 \quad (\text{II.20a})$$

$$\frac{w}{h_{sp}} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2d-g-1}{g-1} \right) + \frac{1}{\pi} \cosh^{-1} \left(1 + 2 \frac{w/h}{s/h} \right) \quad \text{Pour } \epsilon_r \geq 6 \quad (\text{II.20b})$$

Avec :

$$g = \cosh \left(\frac{\pi s}{2h} \right)$$

$$d = \cosh \left(\pi \frac{w}{h} + \pi \frac{s}{2h} \right)$$

Chapitre III

Conception des filtres conventionnels

Conception des filtres conventionnels

III.1. Introduction

Nous décrirons dans ce chapitre la conception des filtres conventionnels réalisables en technologie micro-ruban qui sont très utilisées actuellement. Ces filtres ont connu d'importants développements aussi bien au niveau des topologies adoptées qu'au niveau des méthodes de synthèse. A cet effet, nous étudierons les quatre topologies de filtre suivantes:

- filtres passe-bas micro-ruban à saut d'impédance ;
- filtre coupe-bande à stub ;
- filtre passe-bande à couplage parallèle ;
- filtre passe-haut à capacité inter digitale ;

III.2. Conception des filtres passe-bas micro-ruban à saut d'impédance

En général, la conception des filtres passe-bas micro-ruban comporte les cinq étapes principales suivantes :

1. Détermination du prototype passe-bas équivalent au filtre que l'on désire synthétiser :

Pour cela, on doit d'abord déterminer l'ordre n du filtre à partir des relations (I.14) ou (I.16) selon qu'on veuille approximer par le polynôme de Butterworth ou celui de Chebyshev.

On doit ensuite calculer les éléments (g_k) du prototype passe-bas selon l'approximation de Butterworth ou celle de Chebyshev en usant respectivement des expressions (I.13) ou (I.15), sinon en ayant recours aux tableaux donnés dans certaines littératures.

2. Détermination des éléments du filtre à synthétiser :

On utilise, pour cela, les relations $L_k = \left(\frac{R_0 \cdot g_k}{\omega_c} \right)$ et $C_k = \left(\frac{g_k}{\omega_c \cdot R_0} \right)$ pour obtenir respectivement la valeur de la self et celle de la capacité.

3. Évaluation des longueurs des tronçons de ligne réalisant une inductance et une capacité en utilisant respectivement les relations (II.11) et (II.14).

4. Calcul de la largeur W de la ligne micro-ruban, selon que $\frac{W}{h}$ soit supérieur ou inférieur à 2, l'expression (II.4) ou (II.5). Ce calcul n'est possible qu'après avoir choisi le substrat.

Pour ces étapes, nous avons développé sous MATLAB un programme dont les paramètres à saisir sont A_{\max} , A_{\min} , f_c et f_s .

5. A cause de l'impact des variations des largeurs des lignes (fig. II.8 et II.9) sur la réponse du filtre, un ajustage des dimensions du filtre s'impose en résolvant le système d'équation [16] suivant :

$$\begin{cases} \omega_c L = Z_{OL} \sin\left(\frac{2\pi l_L}{\lambda_{gL}}\right) + 2 \times Z_{OC} \tan\left(\frac{\pi l_C}{\lambda_{gC}}\right) \\ \omega_c C = \frac{1}{Z_{OC}} \sin\left(\frac{2\pi l_C}{\lambda_{gC}}\right) + \frac{1}{Z_{OL}} \tan\left(\frac{\pi l_L}{\lambda_{gL}}\right) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les racines de ce système d'équation sont l_L et l_C qui sont respectivement les longueurs des tronçons de ligne inductive (impédance caractéristique Z_{OL}) et capacitive (impédance caractéristique Z_{OC}).

Le tableau III.1 donne les dimensions d'un filtre à saut d'impédance que nous avons conçu et qui répond au gabarit de la figure III.1. Ce gabarit impose, par ailleurs, une réponse comme celle de Chebyshev par exemple. Nous avons obtenu ces dimensions en procédant selon les étapes de conception décrites précédemment.

Les longueurs obtenues avant ajustage sont $l_L=6.6416$ mm et $l_C=4.6736$ mm, et après ajustage $l_L = 5.1$ mm et $l_C = 3.95$ mm. Ces longueurs doivent être inférieures à la longueur d'onde qui vaut $\lambda = \frac{3.10^8}{f_c \sqrt{\epsilon_{eff}}}$ où $f_c= 2\text{GHz}$ et ϵ_{eff} donnée par l'expression (II.6) ou (II.8). Cette condition est donc vérifiée.

	Lignes capacitives	Lignes de référence	Lignes inductives
Impédance réduite (g_i)	$g_1 = g_3 = 1.0316$	$g_0 = g_4 = 1$	$g_2 = 1.1474$
Paramètres(R, L, C)	$C_1 = C_3 = 1.64\text{pF}$	$R_0 = R_4 = 50\Omega$	$L_2 = 4.56\text{nH}$
Impédances Caractéristique (ohm)	$Z_{OC} = 25$	$Z_0 = 50\Omega$	$Z_{OL} = 90$
Longueurs d'onde Guidées (mm)	$\lambda_{gC} = 54.1864$	$\lambda_g = 57.1337$	$\lambda_{gL} = 60.3757$
Largeurs des lignes micro-rubans (mm)	$W_C = 1.9187$	$W_0 = 0.60787$	$W_L = 0.12$
Longueurs des lignes micro-rubans (mm)	$l_C = 3.95$	$l_0 = 2.5$	$l_L = 5.1$

Tableau III.1: Paramètres caractéristiques un filtre passe-bas à saut d'impédance en ligne micro-ruban.

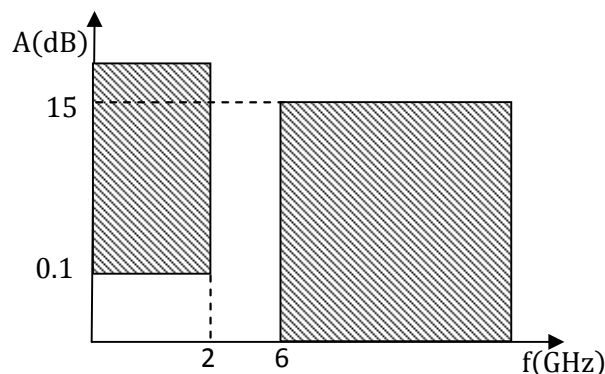


Fig III.1: Gabarit d'un filtre passe-bas

Grace au logiciel ADS [18], nous avons analysé les performances S_{21} et S_{11} du filtre en utilisant le simulateur électromagnétique (Momentum) à condition de tracer au préalable le schéma électrique du filtre (fig. III.2) qui sera nécessaire après pour générer le masque de ce filtre (fig. III.3a). La figure III.3b illustre les courbes de S_{21} et S_{11} en fonction de la fréquence, qui montrent une concordance presque parfaite avec le cahier de charge sauf l'atténuation à 6 GHz qui vaut -11 dB au lieu de -15 dB au maximum. Ceci est dû au fait qu'à 6 GHz les longueurs ne sont pas inférieures à $\frac{\lambda_g}{4}$ même si nous utilisons un autre substrat. La solution réside donc dans l'utilisation des éléments localisés.

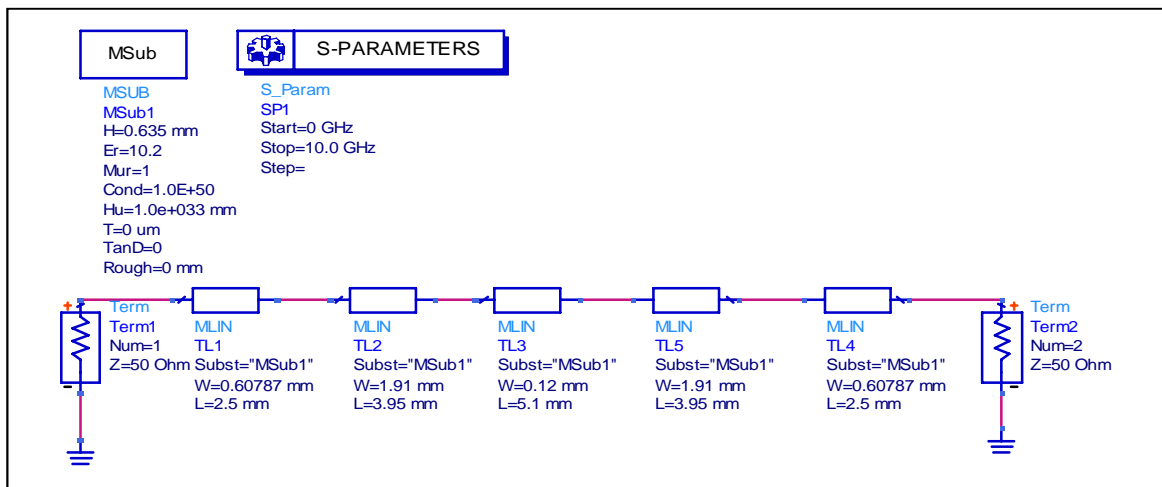


Fig III.2: Synthèse du filtre en éléments distribués

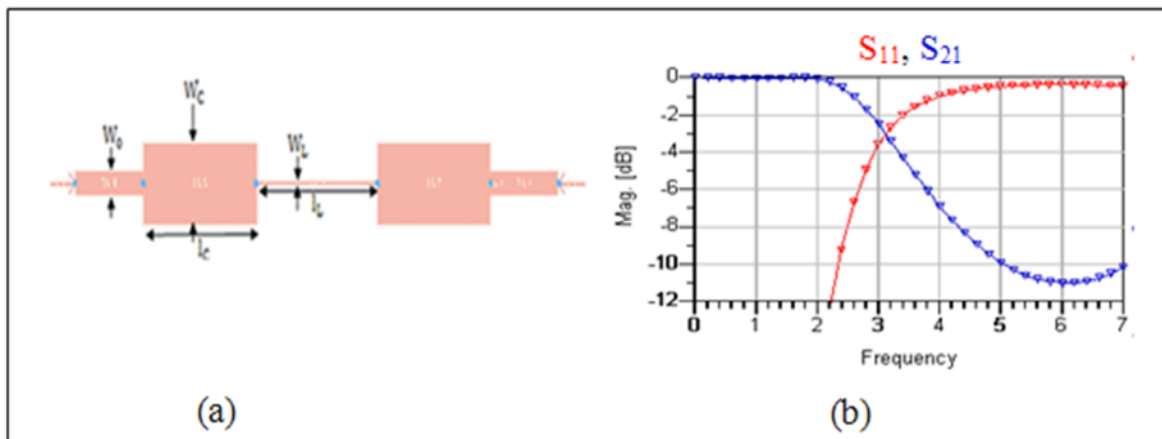


Fig III.3: (a) Masque du filtre (b) Simulation sous Momentum

III.3 Filtre coupe Bande à stub

Comme le montre la figure III.4, le stub dans le filtre coupe-bande est un résonateur (ligne ouverte) d'impédance caractéristique Z_i ($i=1,2,\dots,n$) et connecté entre deux tronçons de ligne d'impédances $Z_{i-1,i}$ et $Z_{i,i+1}$.

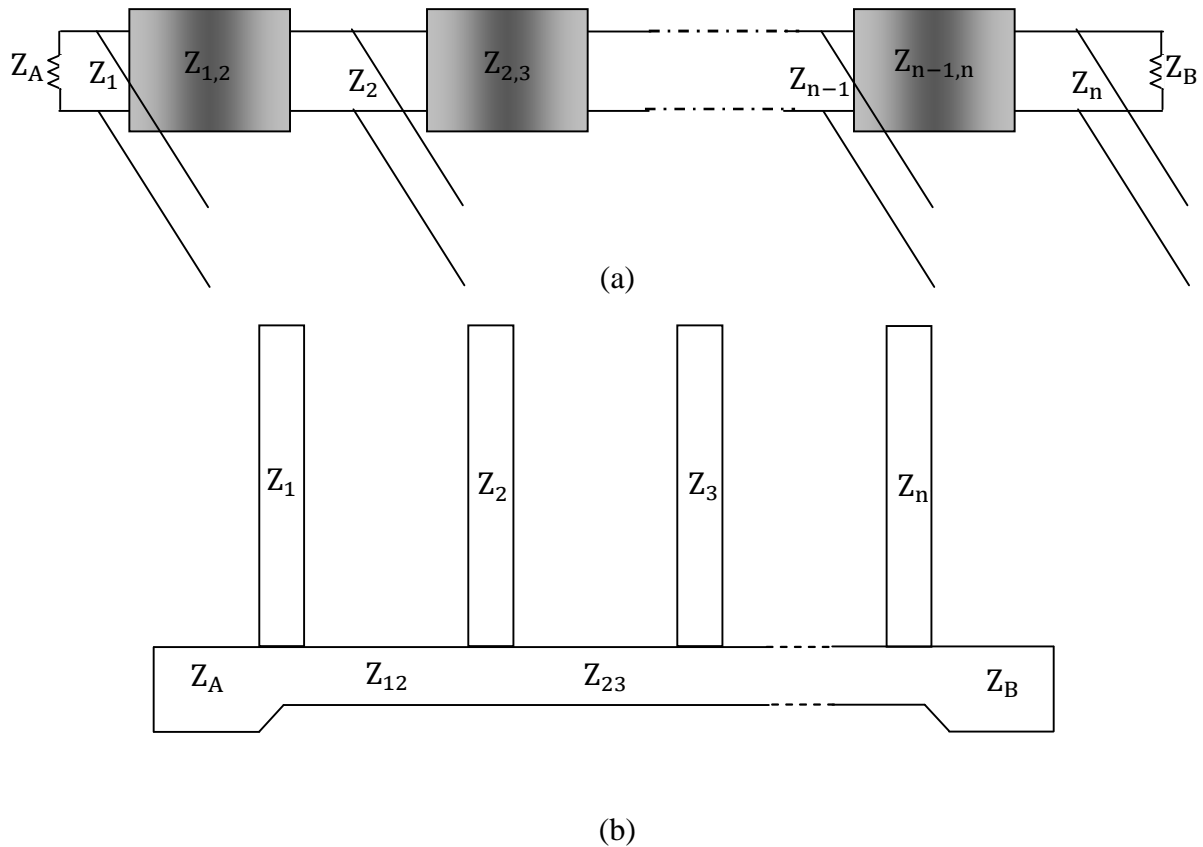


Fig III.4: Structure d'un filtre coupe-bande (a) circuit (b) topologie [19]

La réponse en fréquence du filtre dépend de la conception de l'impédance caractéristique Z_i pour les lignes en circuit ouvert et l'impédance caractéristique Z_{i+1} pour les lignes de connexion et les impédances de terminaison Z_A et Z_B . [19]

Le tableau.VI.2 donne la transformation nécessaire pour le calcul des valeurs des filtres coupe-bandes, ainsi la définition des paramètres qui apparie dans cette transformation [19].

Transformation
$\Omega = \Lambda \cdot \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega}{\omega_0}\right)$
Définition des paramètres
Ω : Fréquence de prototype ω : Fréquence de filtre $\Lambda = a \cdot \Omega_1$ $a = \text{ctan}\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_1}{\omega_0}\right)$

Tableau III.2 : Une table de conversion à partir d'un prototype passe-bas.

Pour obtenir le filtre coupe-bande (les impédances Z_i, Z_{i+1}) fait parti de prototype passe-bas, les éléments capacitifs peuvent être convertis en lignes circuit-ouverts de longueur égale a $\frac{\lambda_g}{4}$ (tab.III.2) et les éléments inductifs peuvent être transformés en lignes court-circuit en série de longueur égale a $\frac{\lambda_g}{4}$ (tab.III.2), puis on utilise les identités de Kuroda pour obtenir le filtre coupe-bande (fig.III.4). Les éléments de filtre (Z_i, Z_{i+1}) sont illustrées dans le tableau C.1 de l'annexe C pour $n = 1$ à 5.

III.3.1 Conception d'un filtre coupe bande à stubs

Le cahier de charge est comme suit :

On souhaite réaliser un filtre coupe-bande de Chebyshev qui a les fréquences de coupure $f_{C1}=1.8\text{GHz}$, $f_{C2}=6.2\text{GHz}$, un niveau d'ondulation $A_{\max}=0.05$ dB dans la bande passante et au moins 30 dB d'atténuation aux fréquences $f_{S1,2} = (4 \mp 0.4)$ GHz., Le substrat a une constante diélectrique relative de 10.8 et une épaisseur de 1,52 mm.

La prochaine étape pour la conception du filtre est de trouver l'ordre et les éléments du prototype passe bas ensuite les valeurs des impédances caractéristiques ($Z_i, Z_{i-1,i}$) pour cela on a développé un autre programme sous MATLAB qui utilise toutes les équations définies a l'annexe C (tab. C.1) ainsi que les équations de conception données dans le chapitre2, qui permet le calcul de tous les éléments de ce filtre, dans cette partie l'utilisateur doit saisir le cahier de charge.

Les étapes principales de conception :

1^{er} étape :

Ramener ce filtre à un filtre passe bas prototype à l'échelle de la transformation donnée dans le tableau.III.2, On trouve l'ordre de ce filtre $n = 3$ et les valeurs des g_i sont données dans le tableau III.4 :

i	0	1	2	3	4
g_i	1.0000	0.8794	1.1132	0.8794	1.0000

Tableau III.4 : Valeur des impédances réduites (g_i) du prototype passe bas.

2^{ème} étape :

Transformer ce filtre en un filtre à éléments distribués, comme c'est indiqué dans la figure.III.5, en utilisant la transformation donnée dans le tableau III.2.

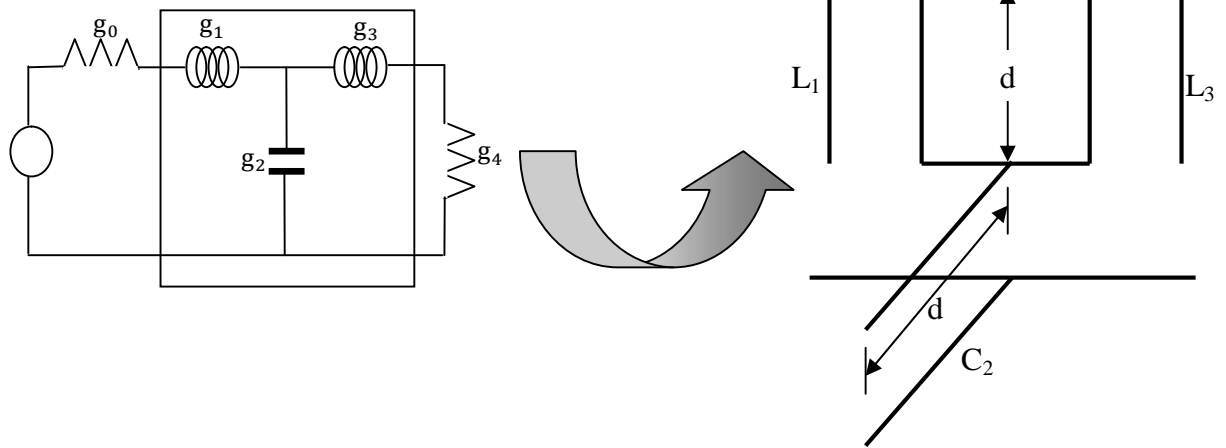


Fig III.5: Transmutation du filtre en un filtre à éléments distribués,

Les inductances localisées L_1 et L_3 correspondent à un stub court-circuité de longueur $d = \frac{\lambda_g}{4}$ (résonateur parallèle) et le condensateur C_2 à un stub ouvert de longueur $d = \frac{\lambda_g}{4}$ (résonateur série).

3^{ème} étape :

Application des identités de Kuroda dont l'objectif est de remplacer le premier stub et le dernier stub court-circuités (le filtre étant symétrique) par des stubs ouverts. Cette opération s'effectue en deux temps :

1. On ajoute conformément aux identités de Kuroda une cellule unité (une ligne de 50Ω) devant le stub court-circuité en entrée et en sortie du filtre (fig. III.6). Cette cellule n'affecte en rien la réponse fréquentielle du filtre puisque ce sont des lignes de 50Ω .

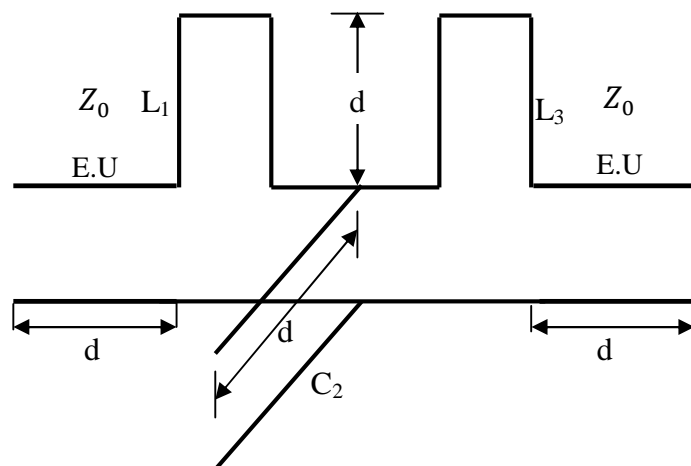


Fig III.6: 1^{er} étape de l'application des identités de Kuroda

2. On remplace les éléments concernés selon la règle établie (fig. I.12).

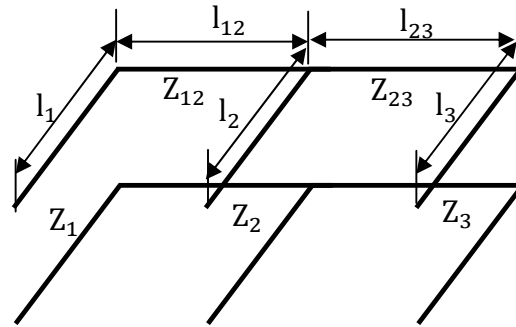


Fig III.7: 2^{ème} étape de l'application des identités de Kuroda

Les résultats de calcul sont :

- L'ordre du filtre est $n=3$:
- pour la ligne principale:

$Z_{12} = Z_{23} = 101.4836\Omega$ (impédances caractéristiques des lignes micro-ruban) ;

$W_{12} = W_{23} = 0.1636\text{mm}$ (largeurs des lignes micro-ruban) ;

$l_{12} = l_{23} = 7.344\text{mm}$ (longueurs des lignes micro-ruban).

- pour les résonateurs:

$Z_1 = Z_3 = 98.5591\Omega$, $Z_2 = 38.3627\Omega$ (impédances caractéristiques des lignes micro-ruban) ;

$W_1 = W_3 = 0.1844\text{mm}$, $W_2 = 2.2425\text{mm}$ (largeurs des lignes micro-ruban) ;

$l_1 = l_3 = 7.331\text{mm}$, $l_2 = 6.8368\text{mm}$ (longueurs des lignes micro-ruban).

- pour les impédances des terminaisons:

$Z_A = Z_B = 50\Omega$

Une fois les différents paramètres de filtre sont calculés on peut ensuite implémenter le circuit équivalent dans l'aire réservée au schéma d'un logiciel (fig. III.8). Dans ce logiciel(ADS), nous disposons d'une bibliothèque regroupant certains éléments spécifiques, tels que MLOC (Microstrip Open-Circuited Stub) et MLIN (Microstrip line).

Le masque du filtre coupe-bande à stubs ainsi que ses performances sont illustrés dans la figure III.9. Ses performances sont obtenues par simulation électromagnétique (Momentum[18]). Les résultats sont en bon accord avec les exigences du cahier de charge.

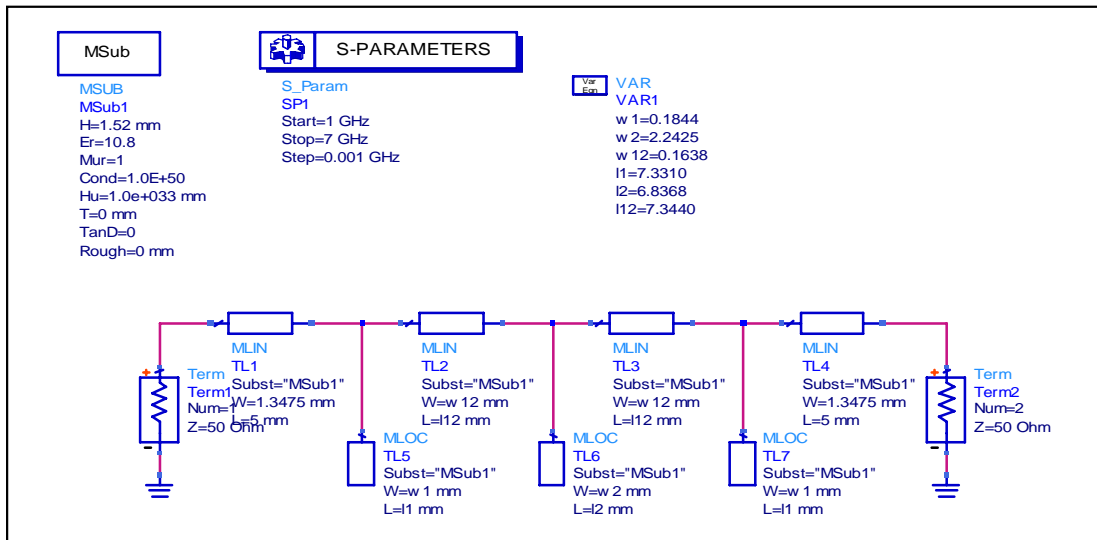


Fig III.8 : Schéma électrique d'un filtre coupe- bande à stubs.

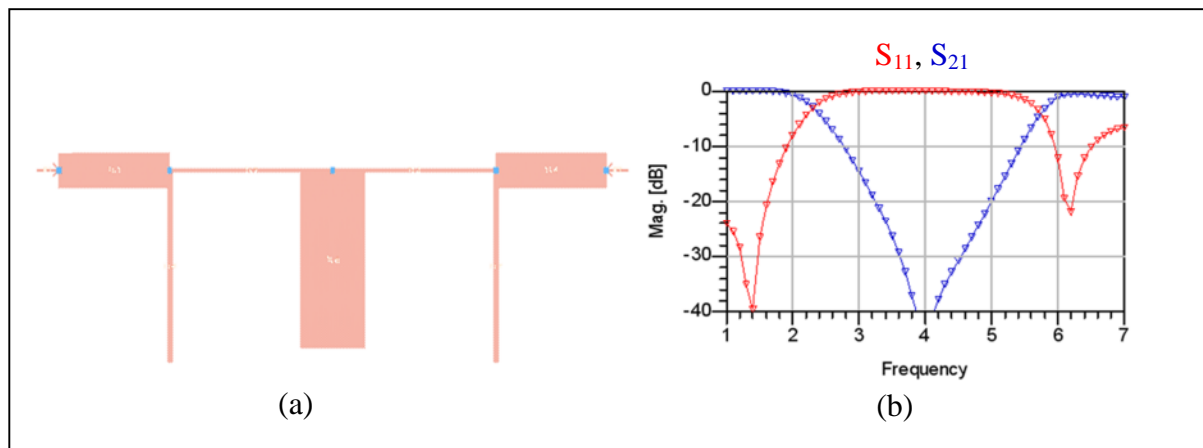


Fig III.9: (a) Masque du filtre coupe- bande à stubs (b) Performances du filtre.

III.4 Filtre basse bande à couplage parallèle

Ces filtres sont constitués de résonateurs demi-onde couplés en parallèle sur la moitié de leur longueur ($l_1 \ l_2 \ l_3 \ \dots \cong \frac{\lambda_g}{4}$). Cette disposition assure un plus fort couplage entre les résonateurs [16] (Fig. III.10)

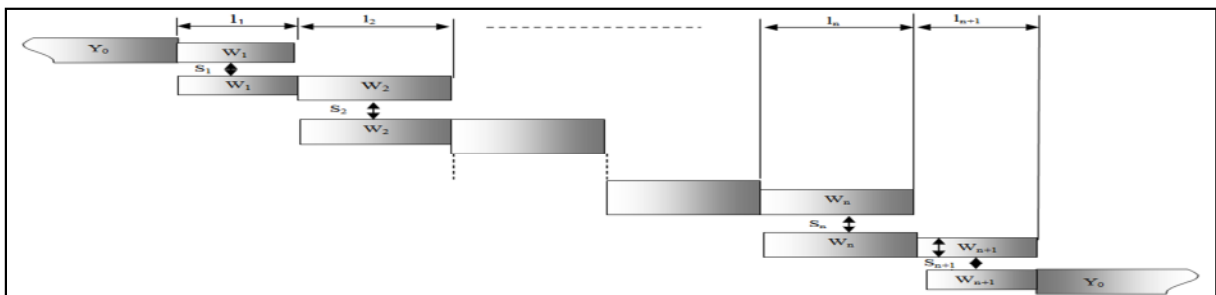


Fig III.10: Topologie d'un filtre à résonateurs couplés en parallèle [16].

Or, deux lignes parallèles peuvent être modélisées par un inverseur d'admittance idéale J et des lignes de connexion de longueur électrique θ et d'impédance caractéristique Z_c (fig. III.11). La valeur de θ proche de $\frac{\pi}{2}$ correspond à des filtres de type passe bande de bande relativement étroite [20].

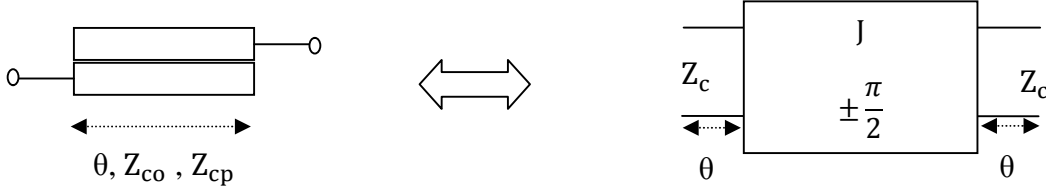


Fig III.11 : Modélisation des lignes couplées par inverseur d'admittance [20].

Les expressions des inverseurs d'admittance (J) sont [6]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{J_{01}}{Y_c} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{\Delta}{g_0 g_1} \quad \text{pour la première structure de couplage} \\ \frac{J_{j,j+1}}{Y_c} = \frac{\pi \Delta}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad J = 1 \text{ à } n - 1 \quad \text{pour les structures intermédiaires} \\ \frac{J_{n,n+1}}{Y_c} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{\Delta}{g_n g_{n+1}} \quad \text{pour la structure finale} \end{array} \right. \quad (\text{III.3})$$

et celles des impédances des lignes couplées en mode pair et impair Z_c et Z_c [6] :

$$\left\{ \begin{array}{l} (Z_{cp})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_c} \left[1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_c} + \frac{J_{j,j+1}^2}{Y_c} \right] \\ (Z_{ci})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_c} \left[1 - \frac{J_{j,j+1}}{Y_c} + \frac{J_{j,j+1}^2}{Y_c} \right] \end{array} \right. \quad (\text{III.4})$$

La transformation de fréquence entre le filtre prototype passe bas et le filtre passe bande est donnée par l'équation 1.c de tableau. I (tableau .I.1.c).

Une fois qu'on obtient les valeurs de Z_c et Z_c , on détermine les largeurs et les espacements des micro-rubans. On recommande, à cet effet, la technique de synthèse de AKHTARZAD et COOL [16] (équ II.19, II.20a et II.20b). La longueur de chaque section de ligne couplée est alors déterminée par [8] :

$$l_j = \frac{\lambda_0}{4 \cdot \left(\sqrt{(\epsilon_{effp})_j \times (\epsilon_{effi})_j} \right)^{1/2}} - \Delta l_j \quad (\text{III.5})$$

Où Δl est la longueur équivalente de micro-ruban à extrémité ouverte donnée par l'équation (II-10).

III.4.1 Conception d'un filtre passe-bande à couplage parallèle

Le cahier de charge auquel doit répondre le filtre passe-bande à concevoir est donné par le gabarit de la figure. III.12.

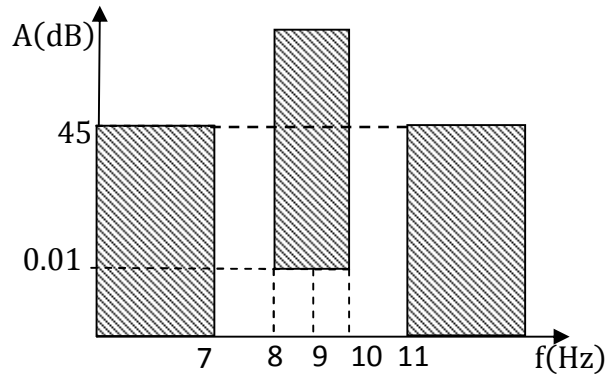


Fig III.12 : Gabarit d'affaiblissement simplifié de filtre coupe-bande

Pour le calcul de l'ordre du filtre n et ses dimensions physiques W_n, S_n, l_n , nous avons développé un programme sous Matlab.

1^{er} étape :

Nous devons d'abord introduire les spécifications du gabarit (cahier de charge) à savoir : les fréquences $f_{c1}, f_{c2}, f_{s1}, f_{s2}$, le niveau d'ondulation A_{max} dans la bande passante et l'atténuation A_{min} .

Dans notre cas, les spécifications nous ont permis de trouver l'ordre de ce filtre $n = 7$ et les valeurs des éléments du prototype passe-bas qui sont contenues dans le tableau III.5.

i	0	1	2	3	4	5	6	7	8
g_i	1.0000	0.7970	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7970	1.0000

Tableau III.5 : g_i éléments du prototype passe-bas

2^{ème} étape :

Calcul les admittances des inverseurs (équ. III.3) puis les impédances des lignes couplées en mode pair et impair Z_{cp} et Z_{ci} (équ. III.4). Les résultats obtenus sont illustrés dans le tableau III.6.

i	$j_{i,i+1}/Y_c$	$(Z_{cp})_{i,i+1}$	$(Z_{ci})_{i,i+1}$
0et 7	0.6618	104.9907	38.8092
1et6	0.3314	72.082	38.9219
2et5	0.2237	63.6896	41.3161
3et4	0.2066	62.4634	41.8045

Tab.III.6 : Paramètres de conception du filtre passe-bande à couplage parallèle.

Puis utiliser la technique de synthèse de AKHTARZAD et COOL [16] (équ II.19, II.20a et II.20b).de la façon suivante :

$$\left. \begin{array}{l}
 Z_{0se} = \frac{1}{2} \cdot Z_{0e} = 52.4954 \\
 Z_{0so} = \frac{1}{2} \cdot Z_{0o} = 19.4046 \\
 \text{la synthèse d'une ligne simple équivalente donne:} \\
 \left(\frac{w}{h}\right)_{se} = 0.8632 \\
 \left(\frac{w}{h}\right)_{so} = 4.3689 \\
 \text{la synthèse d'une ligne couplée donne :} \\
 \left(\frac{w}{h}\right) = 0.3800 \quad , \quad \left(\frac{s}{h}\right) = 0.1200
 \end{array} \right\} J=0$$

Nous procédons de la même manière pour $j=1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$

Calculer, ensuite, les permittivités effectives de chaque mode (pair et impair) en utilisant les formules qui se trouvent dans l'annexe B. Ces permittivités servent à calculer les longueurs des résonateurs. Les résultats obtenus sont donnés dans le tableau. III.7.

i	w_i	s_i	$(E_{effp})_{i,i+1}$	$(E_{effi})_{i,i+1}$	l_i	Δl_i
1 et 8	0.2413	0.0762	6.6279	5.5571	3.3827	0.2227
2 et 7	0.4763	0.1905	7.0555	5.6881	3.3109	0.2305
3 et 6	0.5525	0.3302	7.1802	5.7970	3.2808	0.2358
4 et 5	0.5652	0.3683	7.1988	5.8237	3.2749	0.2346

Tab.III.7:Dimensions du filtre passe-bande à couplage parallèle.

Une fois les différents paramètres de filtre sont calculés, il nous reste qu'à implémenter le circuit équivalent dans un simulateur linéaire (fig. III.14) ou électromagnétique (fig. III.15) pour l'analyse.

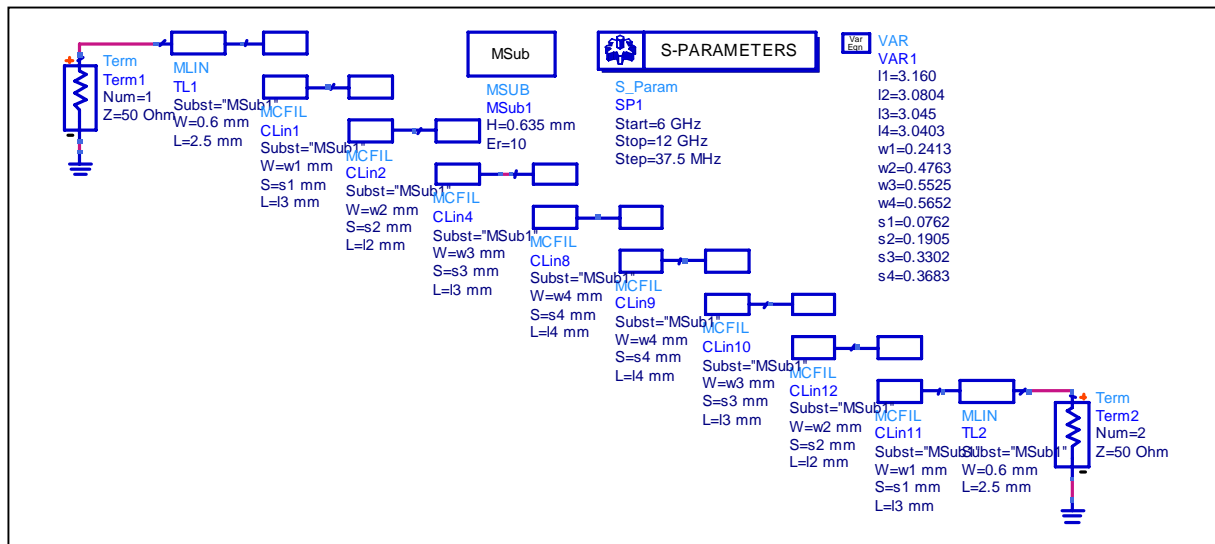


Fig.III.14: Filtre en éléments distribués

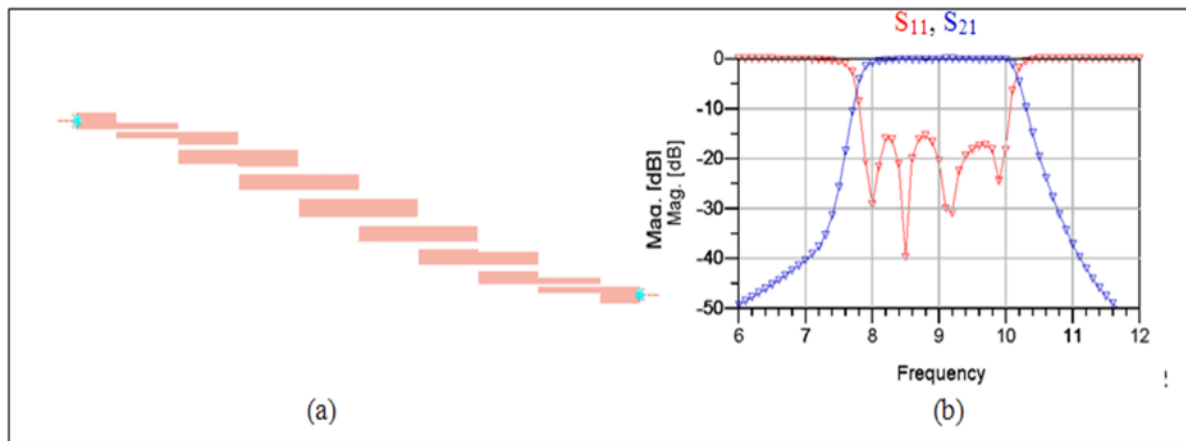


Fig. III.15: (a) Masque du filtre (b) Simulation du filtre sous Momentum

Les résultats (fig. III. 15b) sont en bon accord avec les performances exigées dans le cahier de charge.

III.5 Filtres passe-haut à éléments localisé

Les filtres passe-haut construits à partir d'éléments localisés sont souhaitables pour de nombreuses applications, à condition que ces éléments atteignent une bonne approximation sur la bande de fréquence de fonctionnement. Des précautions doivent être prises lors de la conception de ce type de filtre parce que la taille de tout élément est comparable à la longueur d'onde de fréquence de fonctionnement.

Nous allons présenter une technique de conception d'un filtre passe-haut micro-ruban à éléments localisés (capacité interdigitale, stub terminé par un court-circuité).

III.5.1 Description de conception d'un filtre passe-haut à élément localisée

Le gabarit du filtre passe-haut à synthétiser est celui de la figure III.16. Sa réponse sera approximée par le polynôme de Chebyshev

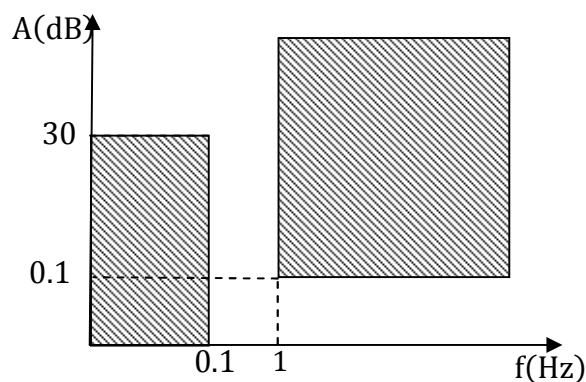


Fig. III.16: Gabarit d'affaiblissement simplifié de filtre passe-haut

De ce gabarit, on déduit $n=3$ (fig. III. 17 ou III.18) et les éléments du filtre prototype passe-bas (tableau III.8). Le tableau III.8 comprend aussi les valeurs des composants du filtre

passé-haut, obtenues à partir des éléments du filtre prototype passé-bas et de la transformation de fréquence passé-bas passé-haut.

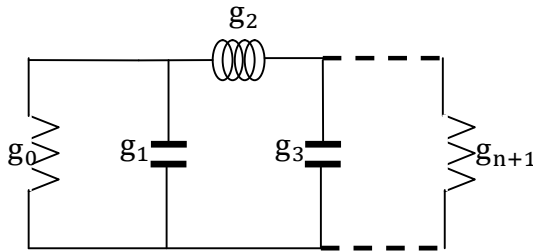


Fig. III.17:Prototype passé-bas.

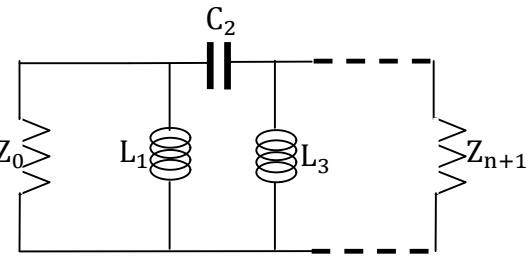


Fig. III.18:Filtre passé-haut à élément localisé.

i	0	1	2	3	4
g_i	1.0000	0.8794	1.1132	0.8794	1.0000
	$Z_0 = 50 \Omega$	$L_1 = 7.71\text{nH}$	$C_2 = 2.77\text{pF}$	$L_3 = 7.71\text{nH}$	$Z_4 = 50 \Omega$

Tab.III.8 : Valeurs des impédances réduites (g_i) et paramètres de filtre étudié (Z, L, C).

Le filtre passé-haut, réalisé en technologie micro-ruban, est constitué du condensateur série C_2 qui est du type interdigital [8], et des inductances shunt L_1 et L_3 produites par deux stubs identiques court-circuités (fig. III.19 et fig. III.20.a).Le substrat choisi a une constante diélectrique relative de 10.2 et une épaisseur de 0.635 mm.

Pour déterminer les dimensions du condensateur C_2 , nous avons employé la formule de conception des condensateurs interdigitaux qui est donnée dans l'annexe C, et qui nous a permis de trouver: $l_{C3}=7.48\text{mm}$ et $N = 6$. Après plusieurs ajustages, nous avons trouvé $W=0.1\text{mm}$, $G=Ge=0.1\text{mm}$ (fig. II.7a), respectivement la largeur des doigts et la distance qui sépare deux doigts voisins.

Quant aux dimensions des stubs court-circuités produisant les inductances L_1 et L_3 , nous avons utilisé l'équation (II.16) où l'impédance caractéristique est $Z_{0L}=90\Omega$. Les résultats sont : $l_{L2}= l_{L4}=9.49\text{mm}$, $W_{L2}= W_{L4}=0.12\text{mm}$, $\lambda_L=120.75\text{mm}$.

La simulation par un simulateur électromagnétique aboutit au résultat de la figure Fig. III.20b qui indique que les résultats sont en bon accord avec les spécifications du cahier de charge

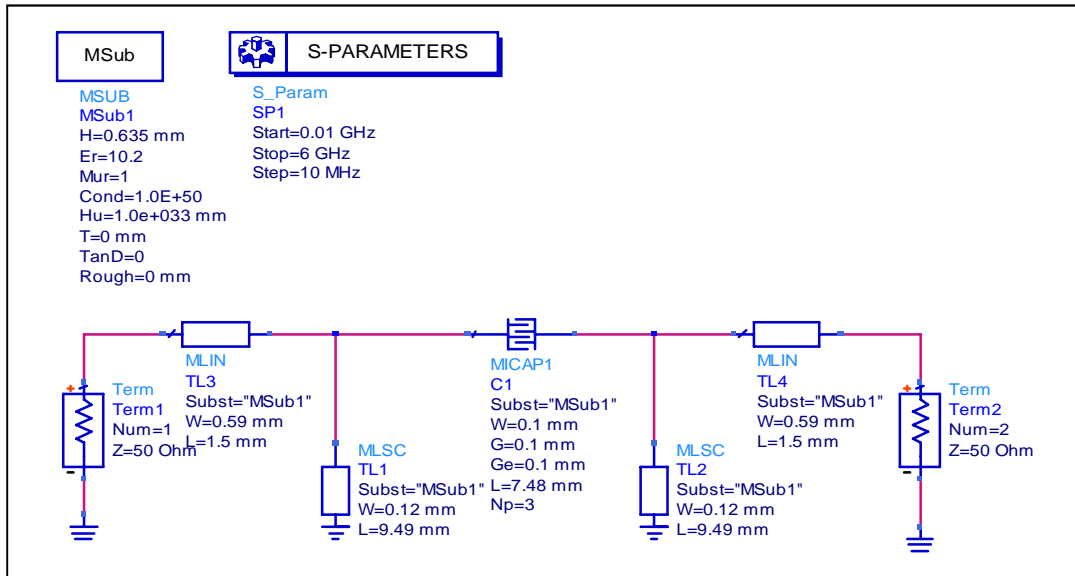


Fig.III.19: Filtre passe-haut en éléments distribués.

Le résultat de la génération de masque est représenté à la figure III.20.a. Et ses performances obtenues par simulation EM (Momentum [18]) sont représentées sur la figure III.20.b

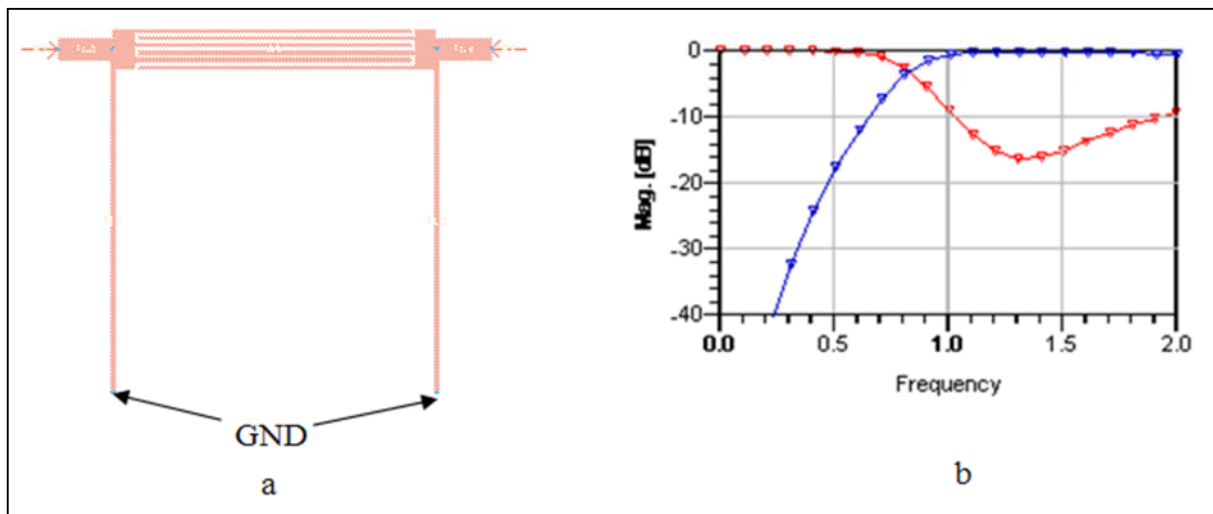


Fig. III.20: (a) Masque du filtre passe-haut (b) Transmission et réflexion du filtre sous Momentum

Chapitre IV

Couplage des résonateurs micro-rubans

Couplage des résonateurs micro-rubans

IV.1 Introduction

Les résonateurs couplés sont d'une grande importance pour la conception des filtres micro-ondes, en particulier les filtres passe bande à bande étroite qui jouent un rôle important dans plusieurs applications des télécommunications.

Il existe une technique générale pour la conception de ce type des filtres et ce quel que soit le type de résonateur et quelle que soit sa structure physique. C'est ainsi que cette technique peut être appliquée pour concevoir les filtres à guide d'onde [21], à résonateurs diélectriques [22], en céramique à ligne de peigne [23], et les filtres super-conducteurs [24] et micromachines [25]. Cette technique nécessite :

- l'association de plusieurs résonateurs élémentaires couplés entre eux où l'intensité de l'interaction entre deux résonateurs est quantifiée par le coefficient de couplage inter-résonateur,
- l'excitation de résonateur à l'entrée et à la sortie de filtre, qui est caractérisée par les coefficients de couplage d'entrée et de sortie.

Nous étudierons donc les coefficients de couplage inter-résonateurs et couplage d'entrée /sortie.

IV.2 Couplage inter-résonateurs

Lorsque deux résonateurs identiques sont placés l'un à côté de l'autre (fig. IV.1a), leur mode de résonance est perturbé de sorte que leur fréquence de résonance soit modifiée. Le couplage qui s'établit entre les deux résonateurs dépend du gap qui les sépare et de leur position l'un par rapport à l'autre. Quel que soit le type de couplage (magnétique, électrique ou mixte), deux pics de résonance f_1 et f_2 , répartis de part et d'autre de la fréquence f_0 (fréquence de résonance du résonateur), sont observés dans la réponse en transmission (fig.IV.1b).

Entre deux résonateurs i et j , le coefficient de couplage inter-résonateurs, $M_{i,j}$ s'exprime à partir de la relation suivante [8] :

$$M_{i,j} = \left| \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \right| \quad (\text{IV.1})$$

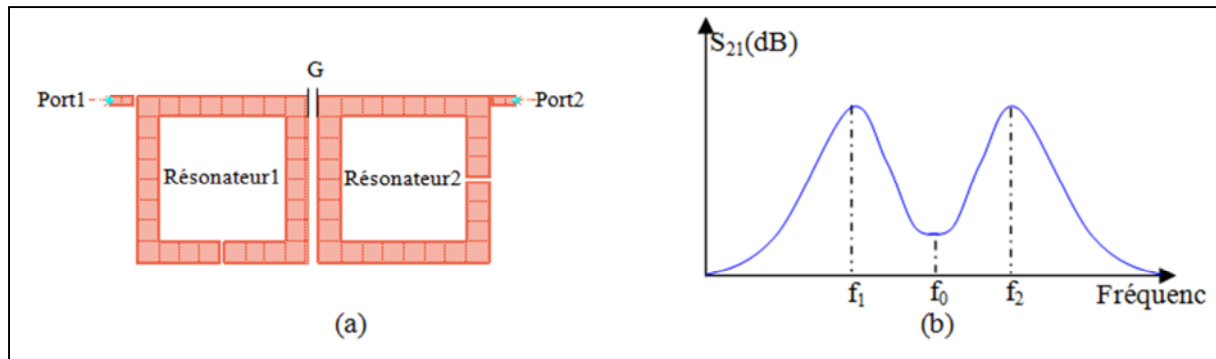


Fig.IV.1 : a-Couplage entre deux résonateurs b- S_{21} en fonction de la fréquence.

En fonction des Valeurs de couplage à réaliser (matrice objectif), les résonateurs sont arrangés les uns par rapport aux autres de différentes manières. On identifie trois types de couplage inter-résonateur :

- le couplage magnétique.
- le couplage électrique.
- le couplage mixte.

Les deux premiers (magnétique et électrique), sont en opposition de phase. Par convention lors de la synthèse, le couplage de type magnétique est considéré comme un couplage positif alors que le couplage de type électrique comme un couplage négatif. Pour ce qui est du couplage mixte, il correspond à une superposition des deux couplages précédents.

Afin de choisir une certaine Valeur de couplage, il est nécessaire de réaliser au préalable des abaques pour chaque configuration. Ces abaques traduisent l'évolution du couplage en fonction du gap entre les résonateurs. Les Valeurs de couplages ne sont Valables que pour le type de résonateur considéré.

Les abaques de couplage permettent ainsi d'associer à une Valeur de couplage déterminée théoriquement une distance inter-résonatrice.

Chaque résonateur peut être modélisé, au Voisinage de la résonance, par un circuit résonant série ou parallèle ; de même les couplages inter-résonateurs peuvent être modélisés par un circuit électrique. Les fréquences f_1 et f_2 (fig. IV.1b) correspondent aux fréquences de résonance en mode pair (f_m) et impair (f_e) (fig.IV2 b, fig.IV.4b), et sont établies successivement par l'introduction d'un mur magnétique (court-circuit magnétique) et électrique (court-circuit électrique) dans le plan de symétrie des deux résonateurs.

Nous détaillerons ci-dessous la détermination de ces fréquences paires et impaires dans les trois configurations de couplage (électrique, magnétique et mixte).

IV.2.1 Couplage magnétique (couplage positif)

Dans le cas du couplage de type magnétique, les résonateurs sont couplés entre eux au niveau de la partie centrale de la ligne qui les constitue, où le champ magnétique est maximal (fig. IV.2a en Ibert).

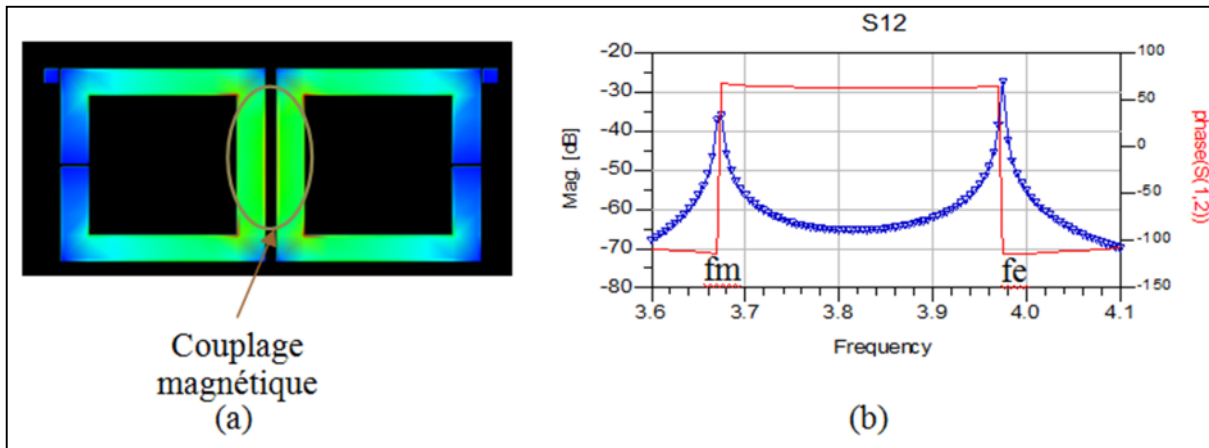


Fig. IV.2 : Couplage magnétique : a-structure de couplage
b- réponse en amplitude et en phase de S_{21} .

Le circuit équivalent en élément localisé de la structure de couplage magnétique est donné par la figure. IV.3. Pour caractériser le couplage magnétique, on utilise L_m une mutuelle inductance [8]. Le couplage entre les deux résonateurs identiques peut être modélisé schématiquement par un inverseur d'impédance $K = \omega.L_m$.

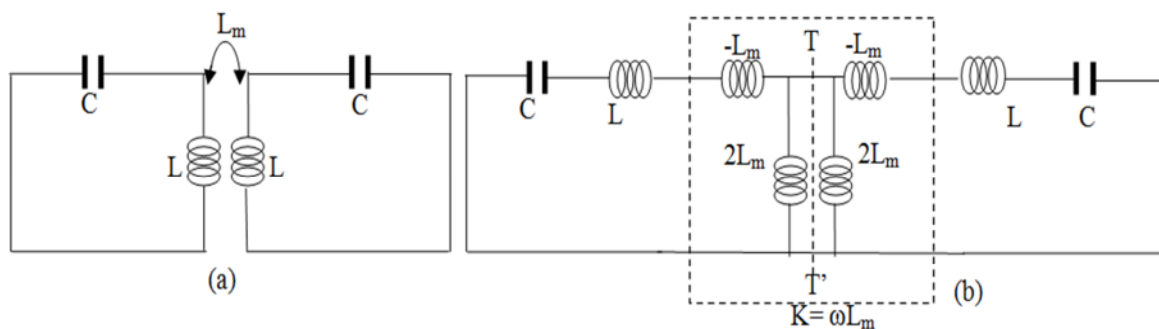


Fig.IV.3 : (a) Couplage magnétique. (b) Schéma équivalent [8]

Où l'inductance L et la capacité C déterminent la fréquence de résonance f_0 du résonateur isolé de la manière suivante : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

En définissant successivement, dans le plan de symétrie T-T' (fig.IV.3b), des conditions de mur électrique et magnétique, nous obtenons les fréquences suivantes [8] :

- Mode impair : $f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)C}} > f_0$ (IV.2)

- Mode pair : $f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m)C}} < f_0$ (IV.3)

A partir des expressions (IV.1), (IV.2) et (IV.3) nous déduisons le coefficient de couplage magnétique M_m entre les deux résonateurs identiques, qui s'exprime comme suit [8]:

$$M_m = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L_m}{L} \quad (IV.4)$$

IV.2.2 Couplage électrique (couplage négatif)

Le couplage de type électrique est créé lorsque les fentes des résonateurs en boucle ouverte se trouvent en Vis-à-vis (fig. IV.4a). Le champ magnétique est essentiellement concentré à l'extérieur de la zone de couplage (fig IV.4a en lbert), Par opposition au couplage magnétique, ce couplage sera électrique, la réponse en phase de la caractéristique de transmission est bien opposée (fig.IV.4b).

Nous pouvons illustrer ce résultat grâce à la simulation électromagnétique. La figure IV.4 montre le Couplage électrique entre deux résonateurs $\lambda/2$ de forme carrée faiblement couplés à l'entrée et la réponse en amplitude et en phase de S_{21} des deux résonateurs.

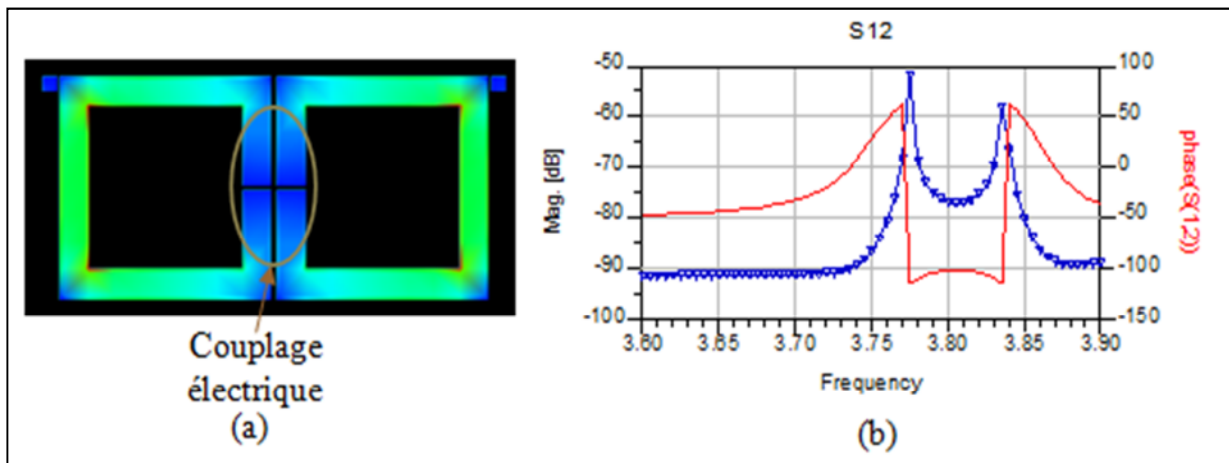


Fig.IV.4 : Couplage électrique : a-structure de couplage
b- réponse en amplitude et en phase de S_{21} .

Le circuit équivalent localisé (fig. IV.5) proposé par Hong et Lancaster [8] dans lequel le couplage est représenté par une capacitance mutuelle C_m . Pour effectuer l'analyse du circuit, nous remplaçons cette capacitance mutuelle par son schéma équivalent modélisé par un inverseur d'admittance $J=\omega.C_m$

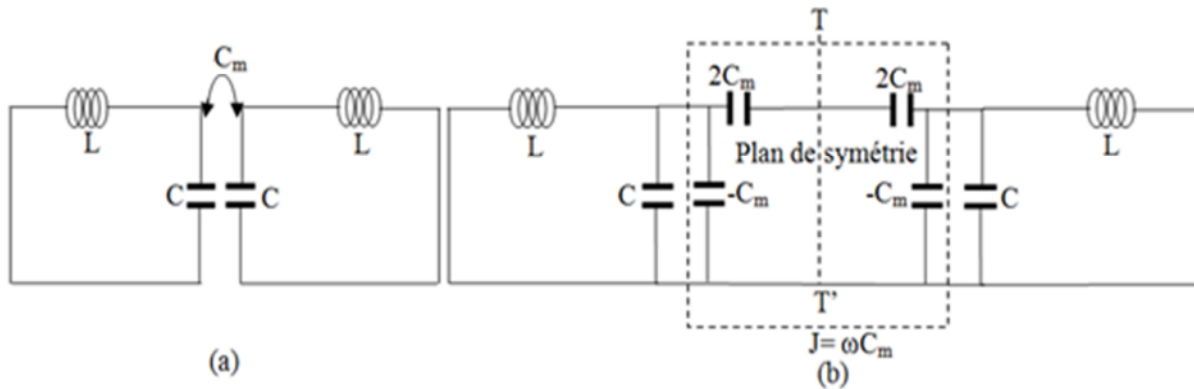


Fig.IV.5 : (a) Couplage électrique. (b) Schéma équivalent[8].

Dans le plan de symétrie T-T' de la figure.IV.5b, on place successivement :

- un court-circuit électrique qui nous donne f_e , la fréquence de résonance en mode impair du système (des résonateurs couplés).
- un court-circuit magnétique qui nous donne f_m , la fréquence de résonance en mode pair de système (des résonateurs couplés).

On obtient ainsi les fréquences de résonance de chaque résonateur en mode impair (f_e) et en mode pair (f_m) [8]:

$$\bullet f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_m)}} < f_0 \quad (\text{IV.5})$$

$$\bullet f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C-C_m)}} > f_0 \quad (\text{IV.6})$$

A partir des expressions (IV.1), (IV.5) et (IV.6), on déduit le coefficient de couplage de type électrique M_e , entre les deux résonateurs identiques s'exprime comme suit [8]:

$$M_e = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{C_m}{C} \quad (\text{IV.7})$$

IV.2.3 Couplage mixte

Dans le cas de couplage mixte, la distribution des champs électrique et magnétique dans la zone de couplage est telle que les couplages électrique et magnétique existent à la fois (fig. IV.6).

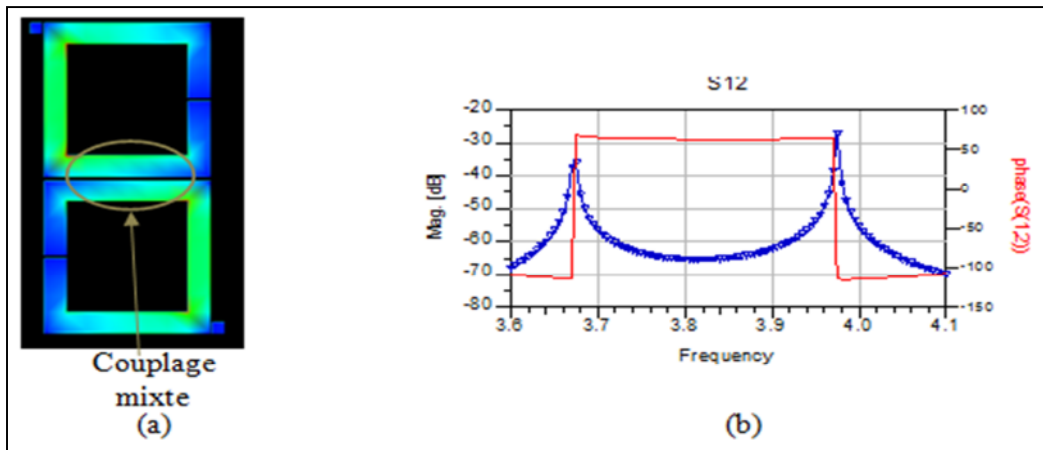


Fig. IV.6 : Structure de couplage mixte

Cette structure planaire peut être représentée avec les paramètres d'impédance Z_{ij} et d'admittance Y_{ij} (fig. IV.7)

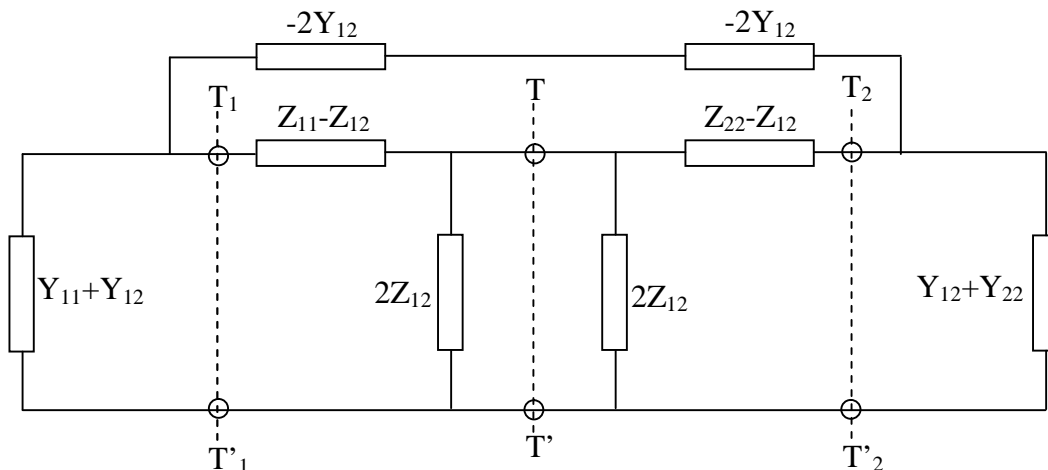


Fig. IV.7: Circuit équivalent général des résonateurs en boucle ouverte
Produisant un couplage mixte [8]

Les paramètres Z et Y sont définis par :

$$\begin{cases} Y_{11} = Y_{22} = j\omega C \\ Y_{12} = Y_{21} = j\omega C'_m \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

$$\begin{cases} Z_{11} = Z_{22} = j\omega L \\ Z_{12} = Z_{21} = j\omega L'_m \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

où C , L , C'_m et L'_m sont la capacité, l'inductance, la mutuelle capacité et la mutuelle inductance du circuit équivalent du couplage mixte (fig. IV.8). On peut y identifier les

inverseurs d'impédance $K=\omega L'_m$ et d'admittance $J=\omega C'_m$, qui représentent respectivement le couplage magnétique et le électrique.

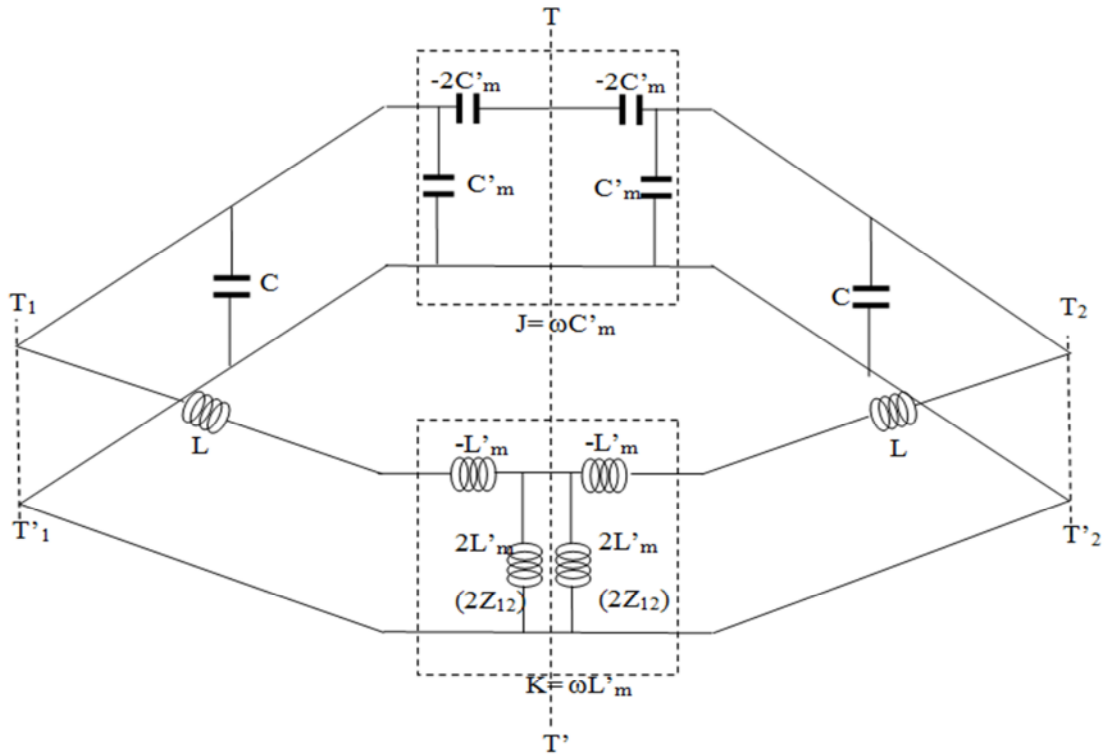


Fig IV.8 : Circuit équivalent du couplage mixte [8]

En insérant un mur électrique et un mur magnétique au plan de symétrie de la figure IV.8, on obtient [8] :

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L'_m)(C-C'_m)}} \quad (\text{IV.10})$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L'_m)(C+C'_m)}} \quad (\text{IV.11})$$

A partir de (IV.1),(IV.10) et (IV.11), on déduit le coefficient de couplage mixte [8] :

$$M_x = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{CL'_m + LC'_m}{LC - L'_m C'_m} \quad (\text{IV.12})$$

Notons que $L'_m C'_m \ll LC$, l'équation (IV.12) devient alors :

$$M_x = \frac{L'_m}{L} + \frac{C'_m}{C} = k'_M + k'_E \quad (\text{IV.13})$$

Cette dernière expression montre clairement que le couplage mixte est la superposition des couplages électrique et magnétique.

IV.3 Couplage d'entrée/sortie

Le couplage d'un résonateur avec son environnement extérieur, c'est à dire avec les autres éléments d'un circuit hyperfréquence, est un aspect très important puisqu'il peut beaucoup influencer sur les performances du filtre. Cette caractéristique est quantifiée par le facteur de qualité extérieur Q_{ext} , noté Q_{e_e} à l'entrée du filtre et Q_{e_s} à la sortie du filtre.

Dans le cas d'une structure planaire, un élément résonant est excité à l'aide d'une ligne d'accès soit par contact, soit par proximité.

IV.3.1 Couplage par contact

La ligne d'excitation est liée au résonateur (fig. IV.9a). Cette excitation directe est utilisée pour atteindre des coefficients de qualité externe Q_{ext} plus faible que dans le cas du couplage par proximité. La position de cette ligne (la position de d) le long du résonateur conditionne la Valeur du coefficient de couplage.

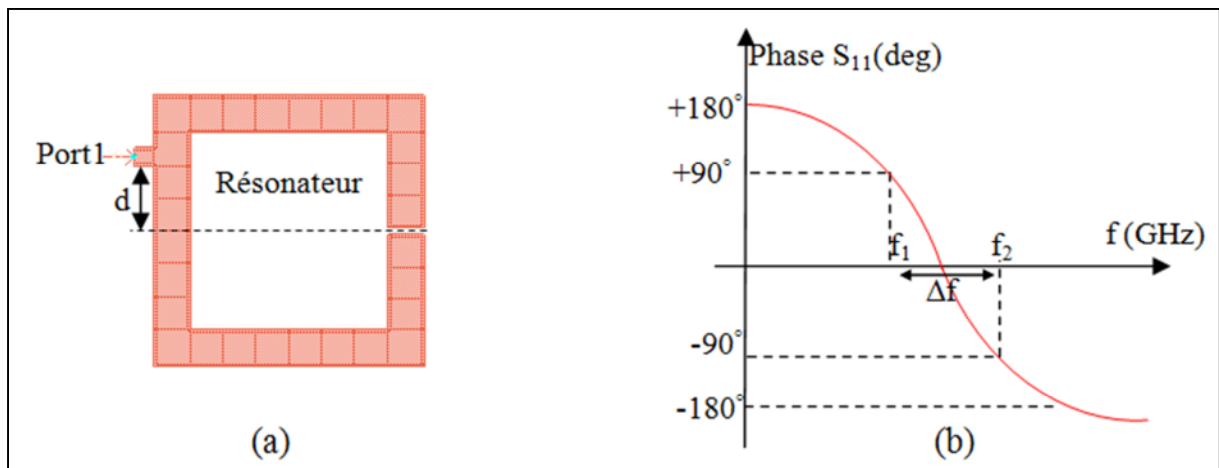


Fig. IV.9: a-excitation de résonateur b- phase de S_{11} [8].

Cette structure (fig. IV.9) est simulée grâce à Momentum (Agilent). Le calcul du facteur de qualité se fait à partir de la réponse en phase du coefficient de réflexion S_{11} . f_0 est la fréquence de résonance à la quelle le déphasage égale a zéro et Δf la bande passante correspondant au passage de la phase de $+90^\circ$ à -90° autour de f_0 .

Le facteur de qualité externe représente le couplage d'entrée ou de sortie donné comme suit [26]:

$$Q_{ee} = Q_{es} = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (\text{IV.14})$$

IV.3.2 Couplage par proximité

La ligne d'excitation et le résonateur ne sont pas liés directement mais sont suffisamment proches pour induire un échange d'énergie (fig. IV.10a). La Valeur du coefficient de couplage dépend directement du gap «G» séparant la ligne d'accès du résonateur, et de la longueur couplée «l».

Le facteur de qualité extérieur Q_{ext} est déterminé à partir de la courbe donnant la phase du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence (fig. IV.10b). Cette méthode consiste à relever la fréquence f_0 correspondant au passage de la phase par zéro lors du saut de phase et les fréquences f_1 et f_2 correspondantes aux passages par -90° et $+90^\circ$ de part et d'autre du saut de phase. La Valeur du coefficient de couplage externe Q_{ext} se déduit de l'équation IV.14

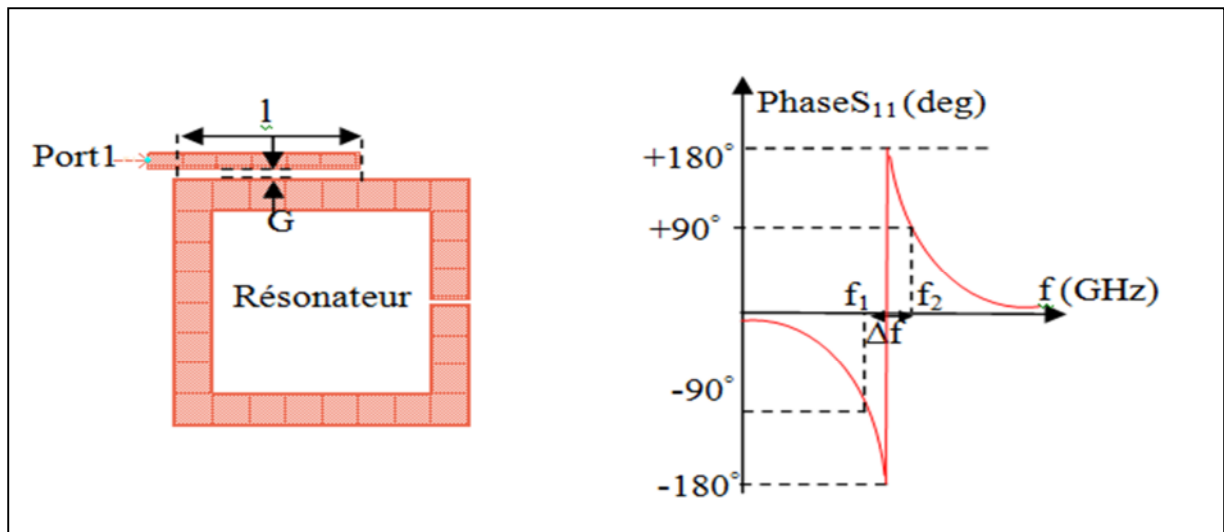


Fig .IV.10: Calcul de coefficient de couplage externe Q_{ext}
a-excitation de résonateur b-calcul à partir de la phase de S_{11} [26]

Les couplages entre les résonateurs et les systèmes d'excitation en entrée et en sortie du filtre sont analysés avec Momentum à partir du dispositif montré sur la figure IV.10a. Les lignes d'accès possèdent une impédance caractéristique de 50Ω .

Chapitre V

Filtres micro onde miniaturisés à deux zéros de transmission

Filtres micro-onde miniaturisés à deux zéros de transmission

V.1 Introduction

Après avoir présenté au cours du chapitre précédent les résonateurs micro-rubans à boucle ouverte couplés, nous nous intéressons maintenant à la conception d'une classe de filtres passe-bandes fortement sélectifs composés de ces résonateurs. Ceux-ci ont la particularité de ne posséder qu'une seule paire de pôles d'atténuation aux fréquences finies [27].

Nous présenterons, d'abord, les caractéristiques, les configurations, la synthèse et l'analyse de ces filtres ainsi que des formules donnant lieu à leur synthèse précise et rapide, puis nous décrirons une méthode de conception pratique.

Et pour illustrer la méthode utilisée, nous la mettrons en œuvre pour la conception d'un filtre hexa-polaire ayant une largeur de bande partielle de 10% à 2GHz.

Nous terminerons ce chapitre par la présentation des résultats théoriques et les simulations obtenues et par une comparaison entre ces filtres et les filtres classiques.

V.2 Caractéristiques et configurations des filtres

Les filtres ayant seulement une paire de pôles d'atténuation à des fréquences finies donnent une meilleure sélectivité surtout au niveau du zéro de transmission. L'atténuation de ces filtres d'ordre n a pour fonction caractéristique [27] :

$$F_n(\Omega) = \cosh \left\{ (n-2) \cosh^{-1}(\Omega) + \cosh^{-1} \left(\frac{\Omega_a \Omega - 1}{\Omega_a - \Omega} \right) + \cosh^{-1} \left(\frac{\Omega_a \Omega + 1}{\Omega_a + \Omega} \right) \right\} \quad (\text{V.1})$$

Où :

- Ω : est la fréquence normalisée.
- $-\Omega_a, +\Omega_a$ ($\Omega_a > 1$) sont les fréquences d'une paire de zéro de transmission (pôles d'atténuation).

Si Ω_a tend vers l'infini, la fonction de filtrage $F_n(\Omega)$ devient celle de Chebyshev.

La figure V.1 représente quelques réponses de ce type de filtre pour $n=4$ et $A_{\max}=0.043\text{dB}$ [27]. Comparée à celle du filtre de Chebyshev, comme on peut le constater, la sélectivité de ce type de filtre est plus grande.

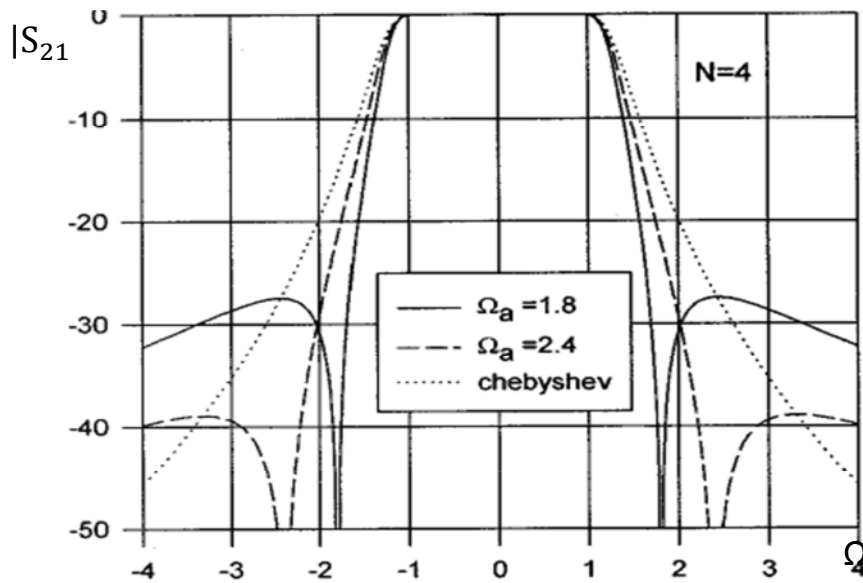


Fig.V.1 : Comparaison des réponses en fréquence du filtre de Chebyshev et du filtre avec une seule paire de pôle d'atténuation aux fréquences finies [27]

La réponse fréquentielle du filtre passe bande peut être obtenue en utilisant la transformation de fréquence décrite au tableau .I.1.c. Cette dernière donne l'emplacement des deux zéros de transmission ω_{a1} et ω_{a2} du filtre passe-bande, dont les formules sont les suivantes [27]:

$$\omega_{a1} = \omega_0 \frac{-\Omega_a \Delta + \sqrt{(\Omega_a \Delta)^2 + 4}}{2} \quad (\text{V.2})$$

$$\omega_{a2} = \omega_0 \frac{\Omega_a \Delta + \sqrt{(\Omega_a \Delta)^2 + 4}}{2} \quad (\text{V.3})$$

Avec ω_0 est la pulsation centrale du filtre passe bande.

Δ est la largeur de la bande passante relative.

Pour obtenir ces caractéristiques de filtrage, nous avons utilisé les configurations des filtres de la figure V.2 [27]. Ces filtres sont composés d'un nombre pair de résonateurs en boucle ouverte, réalisés par la ligne micro-ruban de longueur égale à une demi-onde. La forme des résonateurs peut être également rectangulaire ou circulaire.

Une structure générale simulant le couplage pour ce type de filtres est donnée par la figure.V.3. Dans cette figure, chaque nœud représente un résonateur, chaque ligne pleine un couplage principal et la ligne en pointillé une interconnexion.

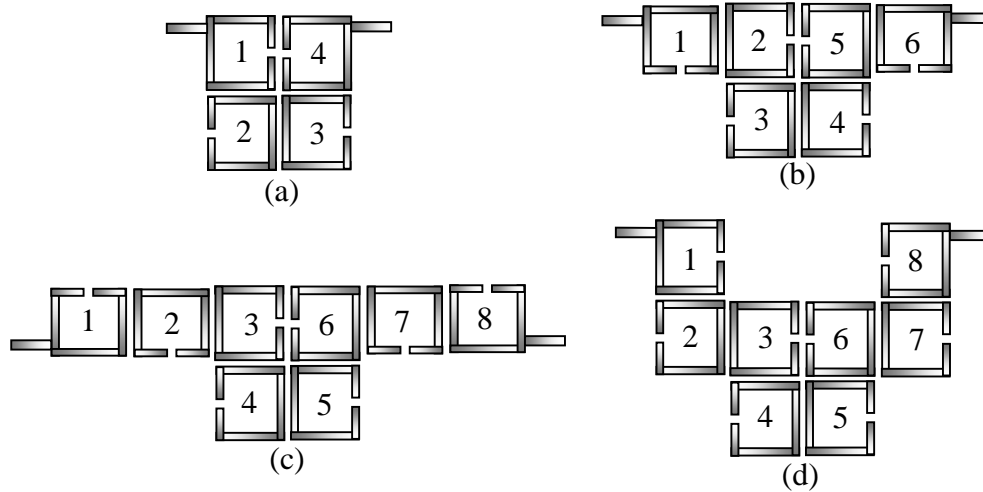


Fig.V.2 : Configurations des filtres passes bandes micro-ruban ayant une seule paire de zéro de transmission aux fréquences finies [27].

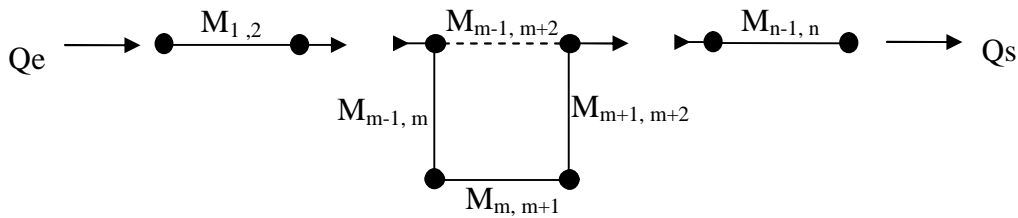


Fig.V.3 : Structure générale de couplage de filtre passe bande ayant une seule paire de zéro de transmission aux fréquences finies [27].

Avec :

- $m=n/2$.
- Q_e : Le facteur de qualité externe à l'entrée du filtre .
- Q_s : Le facteur de qualité externe à la sortie du filtre.
- M_{ij} : Le coefficient de couplage entre les résonateurs i et j .

Dans la figure V.3, le couplage $M_{m-1, m+2}$ est un couplage électrique tandis que le couplage $M_{m, m+1}$ est un couplage magnétique. Il est à noter que pour réaliser une seule paire de zéro de transmission, il est possible d'employer le couplage magnétique pour $M_{m-1, m+2}$ et le couplage électrique pour $M_{m, m+1}$.

V.3 Synthèse du filtre

La synthèse permet de définir une fonction de filtrage qui répond aux spécifications imposées et d'en déduire un circuit électrique équivalent en éléments localisés.

Nous exposerons une méthode de synthèse [27] générale ainsi qu'une autre particulière dérivée de celle-ci, en raison de sa simplicité.

[27] a proposé un prototype de filtre avec une seule paire de zéro de transmission (fig.V.4). Les grandeurs g_1, \dots, g_m , sont les paramètres standards du filtre de Chebyshev, donnés par l'équation (I-15), J_{m-1} et J_m , sont obtenus en résolvant simultanément le système d'équations suivante [27] :

$$J_{m-1} = \frac{-J'_m}{(\Omega_a g_m)^2 - J_m^2} \quad (V.4)$$

$$J'_m = \frac{J_m}{1 + J_m J_{m-1}} \quad (V.5)$$

Comme ce système est non linéaire, on doit alors, pour sa résolution, procéder par itération où le vecteur initial [27], constitué de J_{m-1} et J_m , est donné par :

$$J_{m-1} = 0, J_m = 1 \sqrt{S}, S = (\sqrt{1 + \varepsilon^2} + \varepsilon)^2 \text{ (TOS dans la bande passante)} \quad (V.6)$$

Où ε est donné par l'équation (I.5).

Si à l'issue de la première itération, la réponse ne concorde pas avec la réponse désirée on passera alors à la deuxième itération, troisième etc....jusqu'à l'obtention de la réponse désirée. Dans ce cas, J'_m représente la nouvelle valeur de J_m pour chaque itération.

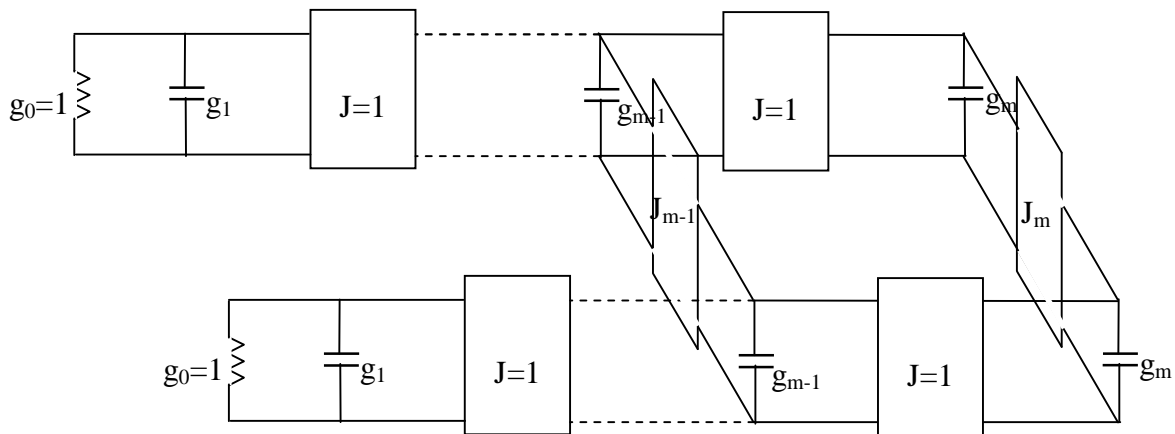


Fig.V.4 : Filtre prototype passe bas avec deux zéros de transmission [27]

L'avantage de cette méthode est sa simplicité, mais l'inconvénient majeur est l'inexactitude (elle peut même donner de faux résultats) dans le cas des filtres fortement sélectifs qui exigent le déplacement des zéros de transmission plus près des fréquences de coupure. De plus, le processus de synthèse est assez compliqué et prend beaucoup de temps.

Pour contourner ces difficultés, une approche alternative de synthèse [27], qui a nécessité beaucoup d'efforts pour pouvoir être mise en application. L'objectif de cette approche est de dresser une série de données de conception choisies de telle sorte qu'elles

couvrent une large gamme de conception pratique. Ces données sont illustrées par le Tableau V.1.

Pour : $n = 4$ et $1.8 \leq \Omega_a \leq 2.4$
$g_1(\Omega_a) = 1.22147 - 0.35543 \times \Omega_a + 0.18337 \times \Omega_a^2 - 0.0447 \times \Omega_a^3 + 0.00425 \times \Omega_a^4$ $g_2(\Omega_a) = 7.22106 - 9.48678 \times \Omega_a + 5.89032 \times \Omega_a^2 - 1.65776 \times \Omega_a^3 + 0.17723 \times \Omega_a^4$ $J_1(\Omega_a) = -4.30192 + 6.26745 \times \Omega_a + 3.67345 \times \Omega_a^2 + 0.9936 \times \Omega_a^3 - 0.10317 \times \Omega_a^4$ $J_2(\Omega_a) = 8.17573 - 11.36315 \times \Omega_a + 6.96223 \times \Omega_a^2 - 1.94244 \times \Omega_a^3 + 0.20636 \times \Omega_a^4$
Pour : $n = 6$ et $1.2 \leq \Omega_a \leq 1.6$
$g_1(\Omega_a) = 1.70396 - 1.59517 \times \Omega_a + 1.40956 \times \Omega_a^2 - 0.56773 \times \Omega_a^3 + 0.08718 \times \Omega_a^4$ $g_2(\Omega_a) = 1.97927 - 1.04115 \times \Omega_a + 0.75297 \times \Omega_a^2 - 0.245447 \times \Omega_a^3 + 0.02984 \times \Omega_a^4$ $g_3(\Omega_a) = 151.54097 - 398.03108 \times \Omega_a + 399.30192 \times \Omega_a^2 - 178.6625 \times \Omega_a^3 + 30.04429 \times \Omega_a^4$ $J_2(\Omega_a) = -24.36846 + 60.76753 \times \Omega_a - 58.32061 \times \Omega_a^2 + 25.23321 \times \Omega_a^3 - 4.131 \times \Omega_a^4$ $J_3(\Omega_a) = 160.91445 - 422.57327 \times \Omega_a + 422.48031 \times \Omega_a^2 - 188.6014 \times \Omega_a^3 + 31.66294 \times \Omega_a^4$
Pour : $n = 8$ et $1.2 \leq \Omega_a \leq 1.6$
$g_1(\Omega_a) = 1.64578 - 1.55281 \times \Omega_a + 1.48177 \times \Omega_a^2 - 0.63788 \times \Omega_a^3 + 0.10396 \times \Omega_a^4$ $g_2(\Omega_a) = 2.50544 - 2.64258 \times \Omega_a + 2.55107 \times \Omega_a^2 - 1.11014 \times \Omega_a^3 + 0.18275 \times \Omega_a^4$ $g_3(\Omega_a) = 3.30522 - 3.25128 \times \Omega_a + 3.06494 \times \Omega_a^2 - 1.30769 \times \Omega_a^3 + 0.21166 \times \Omega_a^4$ $g_4(\Omega_a) = 75.20324 - 194.70214 \times \Omega_a + 194.55809 \times \Omega_a^2 - 86.76247 \times \Omega_a^3 + 14.54825 \times \Omega_a^4$ $J_3(\Omega_a) = -25.42195 + 63.50163 \times \Omega_a - 61.03883 \times \Omega_a^2 + 26.44369 \times \Omega_a^3 - 4.3338 \times \Omega_a^4$ $J_4(\Omega_a) = 82.26109 - 213.43564 \times \Omega_a + 212.16473 \times \Omega_a^2 - 94.28338 \times \Omega_a^3 + 15.76923 \times \Omega_a^4$

Tableau .V.1: Les expressions des éléments du prototype passe bas en fonction de n, Ω_a
 Pour $A_{\max}=0,04321$ dB[27]

La synthèse nous permet de déterminer les paramètres du prototype passe bas à partir des quels, les paramètres de conception du filtre passe-bande (les facteurs de qualité externes et les coefficients de couplage (fig.V.3)) peuvent être déterminés par les formules suivantes [27] :

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 \cdot g_1}{\Delta} \quad (V.7)$$

$$M_{i,i+1} = M_{n-i,n-i+1} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \text{ pour } i = 1 \text{ à } m - 1 \quad (V.8)$$

$$M_{m,m+1} = \frac{\Delta J_m}{g_m} \quad (V.9)$$

$$M_{m-1,m+2} = \frac{\Delta J_{m-1}}{g_{m-1}} \quad (V.10)$$

V.4 Analyse du filtre

Maintenant que les valeurs des éléments du prototype passe-bas sont déterminées, nous pouvons calculer la réponse en fréquence en utilisant l'expression suivante [27] :

$$S_{21}(\Omega) = \frac{y_i(\Omega) - y_p(\Omega)}{(1 + y_p(\Omega))(1 + y_i(\Omega))} \quad (\text{V.11})$$

Où y_i et y_p sont respectivement les admittances d'entrée normalisées des modes impair et pair du filtre (fig. V.4.) On peut montrer que lorsque le filtre est ouvert (mode pair) ou en court-circuit (mode impair) le long de son plan de symétrie, y_i et y_p sont donnés par [27]:

$$y_i(\Omega) = j\Omega g_1 + \frac{1}{j\Omega g_2 + \dots + \frac{1}{j(\Omega g_{m-1} + J_{m-1}) + \frac{1}{j(\Omega g_m + J_m)}}} \quad (\text{V.12})$$

n=4,8, ...m (m=n/2)

$$y_p(\Omega) = j\Omega g_1 + \frac{1}{j\Omega g_2 + \dots + \frac{1}{j(\Omega g_{m-1} - J_{m-1}) + \frac{1}{j(\Omega g_m - J_m)}}} \quad (\text{V.13})$$

Les emplacements de fréquence d'une paire de pôles d'atténuation étant déterminés en imposant la condition $|S_{21}(\Omega_a)|=0$, l'équation (V.11) donne $|y_i(\Omega_a) - y_p(\Omega_a)|=0$, et on obtient :

$$j(\Omega_a g_{m-1} + J_{m-1}) + \frac{1}{j(\Omega_a g_m + J_m)} = j(\Omega_a g_{m-1} - J_{m-1}) + \frac{1}{j(\Omega_a g_m - J_m)}$$

Ce qui conduit à :

$$\Omega_a = \frac{1}{g_m} \sqrt{J_m^2 - \frac{J_m}{J_{m-1}}} \quad (\text{V.14})$$

A partir de cette équation, il est intéressant de noter que, même si J_m et J_{m-1} changent de signe, l'emplacement des pôles d'atténuation ne change pas. Par contre les signes des coefficients de couplage $M_{m, m+1}$ et $M_{m-1, m+2}$ des équations (V.9) et (V.10) changent.

V.5 Application des synthèses générale et particulière

Nous allons appliquer la synthèse générale et sa dérivée (particulière) pour concevoir un filtre passe bande répondant au cahier de charge suivant :

- Une bande passante relative: $\Delta = 7\%$;
- Fréquence centrale : 1Ghz;
- à -40dB d'atténuation la largeur de la bande est de 100 Mhz;
- Un niveau d'ondulation A_{\max} dans la bande passante est de 0.04321;

A partir de ce cahier de charge, nous avons, avant la synthèse, pour objectif la détermination de l'ordre du filtre n et les positions des zéros de transmission Ω_a . Pour ce faire, nous devons suivre les étapes suivantes :

1. faire la transposition de fréquence (tab .I.1.c);
2. évaluer la fonction de transfert (I.4) dont la fonction caractéristique est donnée par l'expression (V.1) en fixant n et Ω_a à leur plus faible valeur et en faisant varier Ω ;
3. vérifier si cette fonction de transfert répond au cahier de charge sinon augmenter Ω_a et refaire l'étape 2 ;
4. si à l'issue de l'étape 3 le résultat n'est pas concordant, reprendre l'étape 2 en accroissant n de 2 unités ;
5. reprendre les étapes précédentes jusqu'à ce qu'on arrive à satisfaire aux exigences du cahier de charge.

En réalité, il suffit de vérifier seulement si la largeur de bande est de 100 MHz à -40 dB, car les autres caractéristiques du filtre (Δ , fréquence centrale et l'ondulation) demeurent invariantes pour n'importe quelles valeurs de n et de Ω_a (fig.V.5). Cette procédure est mise en œuvre sous MATLAB et son application par rapport au cahier de charge précédent a abouti à la courbe de la figure V.6 avec $n=6$ et $\Omega_a=1.442$.

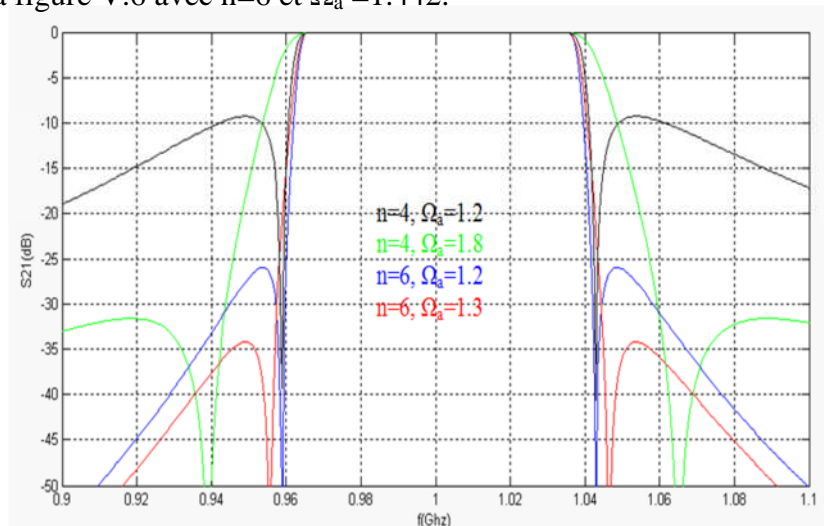


Fig.V.5 : La réponse de filtre pour différente valeurs de n et Ω_a

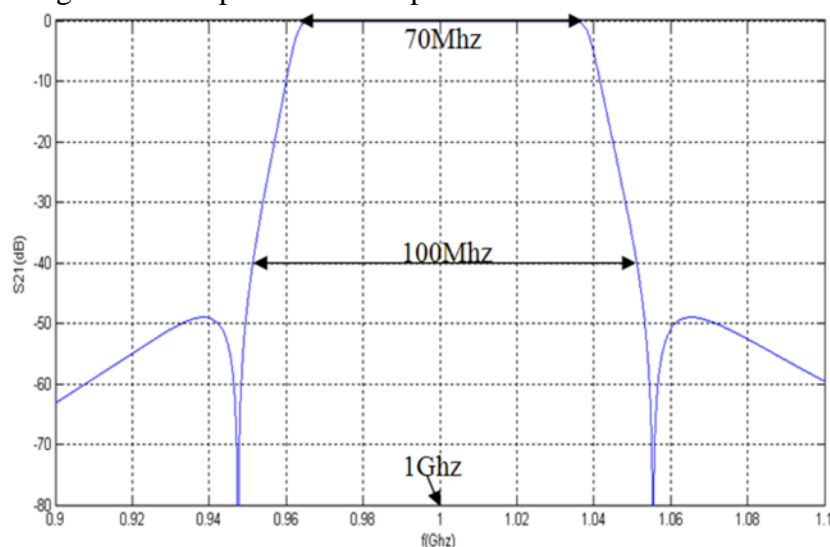


Fig.V.6: La réponse de filtre souhaitée

Nous allons maintenant procéder à la synthèse du filtre en appliquant d'abord la synthèse générale, ensuite la synthèse particulière.

V.5.1 Synthèse générale :

La détermination de l'ordre du filtre $n=6$ et de la position de zéro de transmission $\Omega_a = 1.442$ nous permettra de calculer les valeurs du prototype passe bas (g_1, \dots, g_m, J_{m-1} et J_m).

g_1, \dots, g_m , sont les paramètres standards du filtre de Chebyshev ($m = \frac{n}{2} = 3$) donnés par l'équation (I-15) qui donne $g_1=0.9958$, $g_2=1.4367$ et $g_3=1.8950$. J_2, J_3 sont calculés en résolvant les équations V.4 et V.5 et dont les valeurs sont données comme suit selon le rang de chaque itération :

- Pour la 1^{ère} itération: $J_2= 0, J_3 = 0.9045$

La réponse de filtre est donnée par la figure.V.7 (tracé en rouge) qui montre une discordance avec la réponse désirée, ce qui nous pousse alors à passer à l'itération suivante.

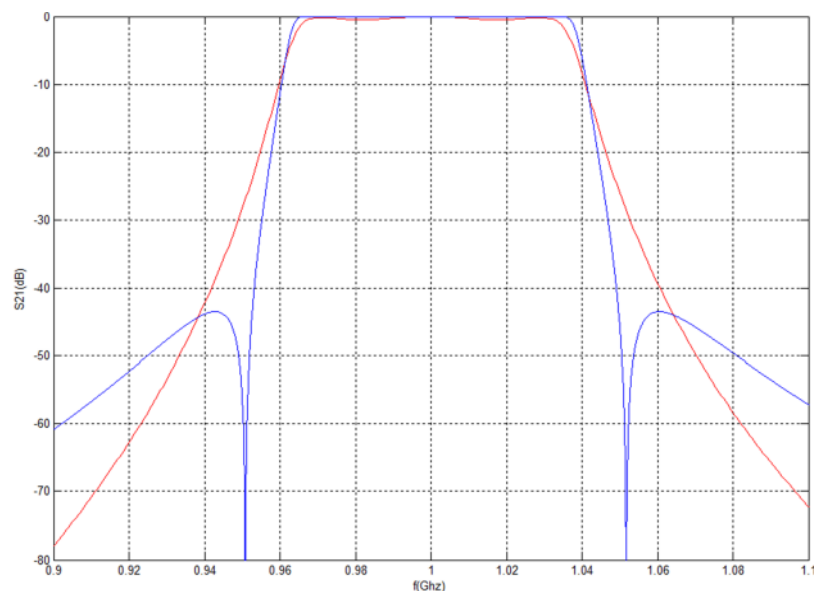


Fig.V.7 : Réponse du filtre souhaitée (en bleu) et celle obtenue par la méthode de synthèse générale pour la 1^{ère} itération (en rouge)

- Pour la 2^{ème} itération : $J_2=-0.136, J_3 = 0.9045$

La réponse de filtre est donnée par la figure.V.8 (tracé en rouge) qui montre cette fois ci une discordance moins accentuée que précédemment, ce qui nous pousse encore une fois à incrémenter d'une ou de plusieurs unités l'itération actuelle jusqu'à ce qu'il y ait concordance.

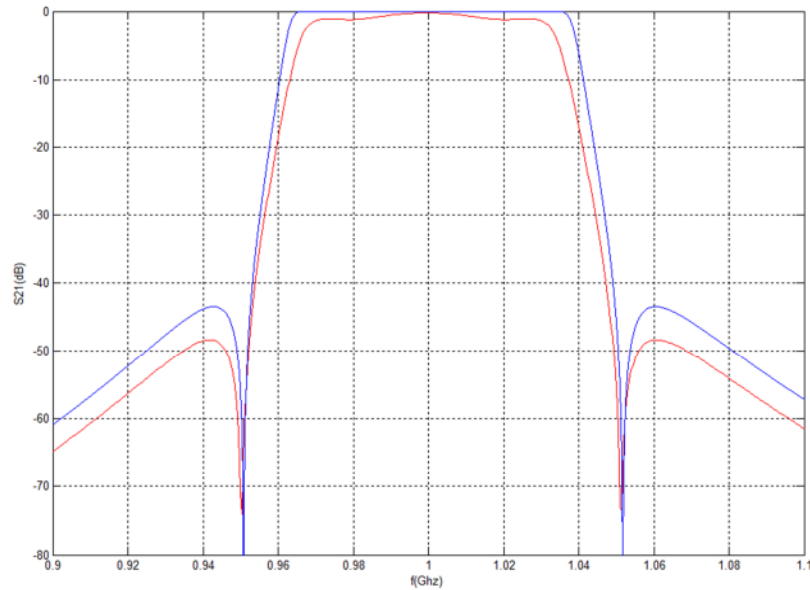


Fig.V.8 : Réponse du filtre souhaitée (en bleu) et celle obtenue par la méthode de synthèse générale pour la 2^{ème} itération (en rouge)

On voit bien que la réponse de filtre est améliorée par rapport à la 1^{ère} itération.

- Pour la 7^{ème} itération : $J_2 = -0.2721$ et $J_3 = 1.4554$;

Nous estimons que la réponse obtenue, à cette itération, est suffisamment proche de la réponse désirée (fig.V.9), ce qui nous pousse donc à arrêter le processus de calcul.

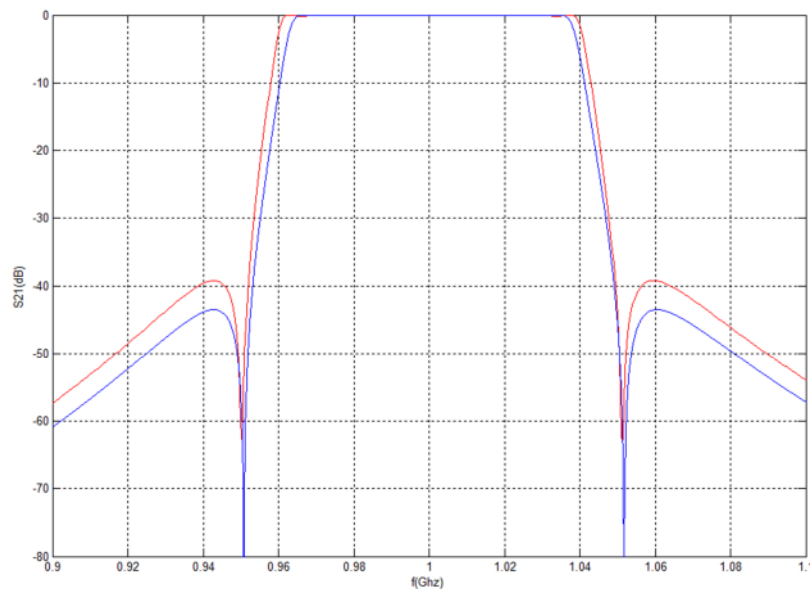


Fig.V.9 : Réponse du filtre souhaitée (en bleu) et celle obtenue par la méthode de synthèse générale pour la 7^{ème} itération (en rouge)

V.5.2 Synthèse particulière :

Les résultats obtenus, à partir du tableau V .1 pour $n=6$ et $\Omega_a = 1.442$, sont $g_1=1.0094$, $g_2=1.4367$, $g_3=2.0690$, $J_2 = -0.2126$ et $J_3 = 1.4464$. La réponse du filtre obtenue coïncide parfaitement avec la réponse désirée (fig.V.10). La synthèse particulière confirme donc sa précision comparativement à la synthèse générale mais reste restrictive.

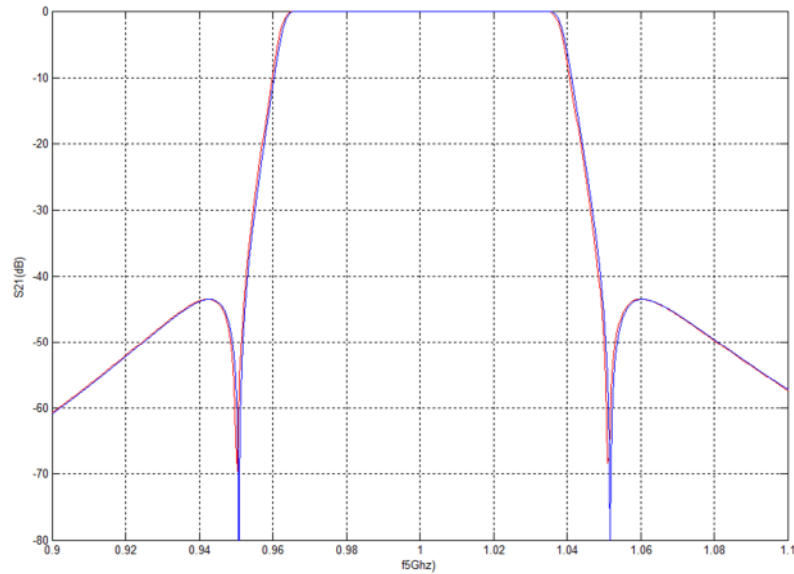


Fig.V.10: Comparaison entre la réponse de filtre souhaitée(en bleu) et celle obtenue par l'approche de synthèse [27] (en rouge)

V.6 Les résonateurs micro-rubans

Les résonateurs constituent l'élément de base de ces filtres, pour cela une étude détaillée sur l'influence géométrique a été effectuée sur cinq topologies de résonateurs planaires courants (carré fig. V. 11a, rectangulaire type1 fig.V.11b, rectangulaire type2 fig.V.11c, en croix fig.V.11d et Hairpin fig.V.11e).

La fréquence de résonance souhaitée est 2Ghz sur substrat d'alumine ($\epsilon_r = 10.2$ et $h = 0,635\text{mm}$). Nous donnerons le détail du calcul pour un résonateur carré et on suit la même démarche pour les autres résonateurs.

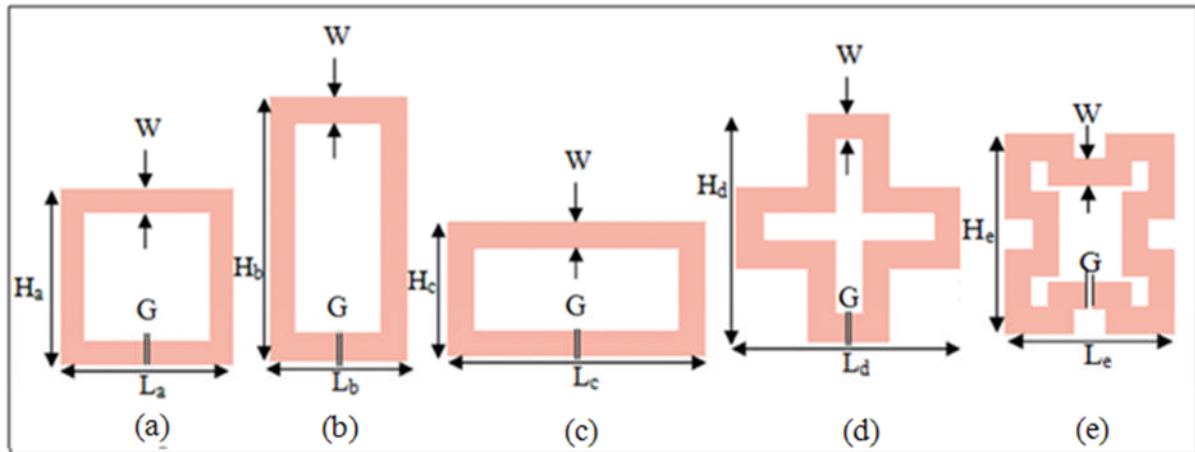


Fig.V.11: Résonateurs micro-rubans demi-onde a : Carré [27], b : Rectangulaire type1 [28], c: Rectangulaire type2 [28], d : en Croix [29], e : Hairpin [29]

V.6.1 Etude d'un résonateur carré (étude de l'influence géométrique)

Nous dimensionnons ce résonateur en déterminant d'une part sa longueur L afin que sa fréquence de résonance soit égale à la fréquence centrale du filtre ($f_0=2\text{GHz}$), et d'autre part sa largeur W pour que son impédance caractéristique vaille 50Ω .

D'abord, nous nous servons du logiciel LineCalc d'Agilent(ADS) qui permet de calculer de façon approchée la longueur et la largeur d'une ligne à partir des paramètres physiques (type de ligne – microruban, coplanaire..., permittivité relative, perméabilité relative et hauteur du substrat) et électriques (fréquence de travail ; longueur électrique et impédance caractéristique de la ligne). Nous trouvons : $L = 28.758\text{mm}$ et $W = 0,590 \text{ mm}$.

V.6.1.1 Choix de la longueur du résonateur

A cause de la largeur W du ruban, on pourrait envisager trois possibilités de longueur :

- longueur à l'intérieur du résonateur (tableau V.2a)
- longueur au milieu du résonateur (tableau V.2b)
- longueur à l'extérieur du résonateur (tableau V.2c)

En toute logique, la longueur du résonateur à prendre en considération est celle de milieu, pour lever toute ambiguïté quant au choix de la longueur du résonateur, nous avons étudié les trois cas (Tab.V.2):

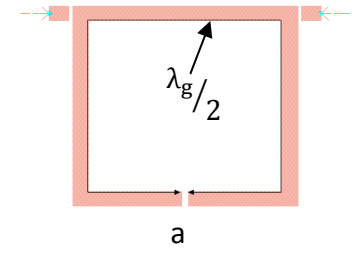
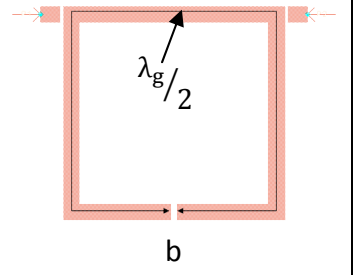
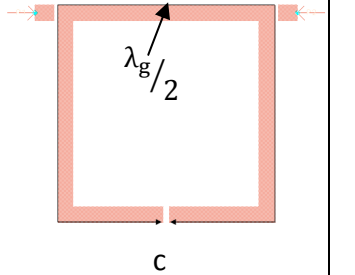
Résonateur			
f_0' (GHz)	1.89	2.035	2.235
$\Delta f/f_0$	5.55%	1.75%	11.75%

Tableau .V.2: La longueur du résonateur en fonction de la fréquence de résonance pour les 3 cas possibles.

Avec $\Delta f = f_0' - f_0$ ou f_0' est la fréquence de résonance considérée (tableau V.2 a,b et c) et f_0 la fréquence de résonance souhaitée

Dans le cas où on prend la longueur du résonateur au milieu, on aura une fréquence de résonance plus proche de celle désirée, donc dans ce qui suit nous prenons la longueur au milieu de la ligne.

V.6.1.2 Influence de la position de la source d'excitation et de charge .

Dans le tableau .V.3, nous éclaircissons l'influence de la position de la source d'excitation et de la charge sur le résonateur, ou f_0' , f_0 et Δf sont définis auparavant, la valeur la plus grande de f_0' est $f_{0\max}' = 2.045$ GHz (correspond au résonateur «d, e» de tableau V.3) est la valeur la plus petite est $f_{0\min}' = 2.035$ GHz (correspond au résonateur «a») qui nous donne une variation de 0.5 % ($(f_{0\max}' - f_{0\min}')/f_0 = (2.045 - 2.035)/2 = 0.5$ %), ces résultats montrent que la position de la source d'excitation et de charge n'influe pas beaucoup sur la fréquence de résonance (0.5%).

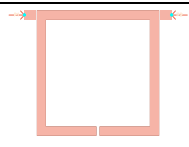
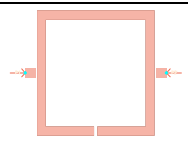
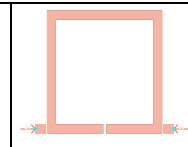
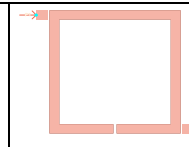
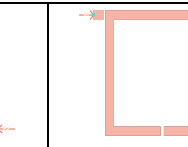
Résonateur					
f_0' (GHz)	2.035	2.04	2.04	2.045	2.045
$\Delta f/f_0$	1.75%	2%	2%	2.25%	2.25%

Tableau .V.3: Position de la source d'excitation en fonction de la fréquence du résonateur

V.6.1.3 Influence du gap G (avec $\lambda_g/2$ et $W(Zc)$ cst)

a. Sur la fréquence

Nous nous intéressons à présent à l'influence du gap sur la fréquence de résonance f_0 , la figure V.12 donne la variation de f_0 (GHz) en fonction de G (mm) dans cette étude nous allons fixer la longueur et la largeur de résonateur et faire varier le gap G (fig.V.11a) pour avoir une idée sur l'influence du gap sur la fréquence de résonance .

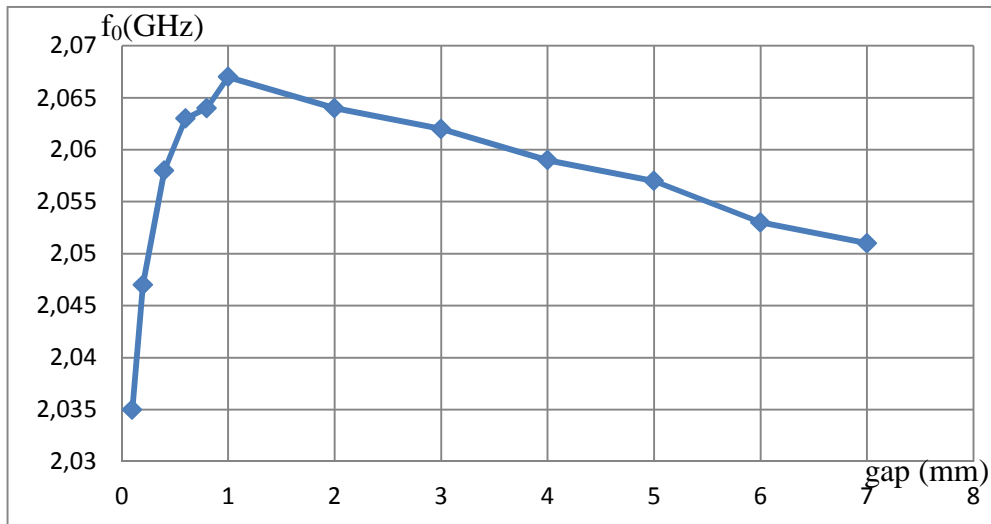


Fig.V.12 : Variation de la fréquence de résonance en fonction du gap

D'après la figure précédente on remarque que $(f_{0max}-f_{0min})/f_0 = (2,067-2,035)/2=0,016=1,6\%$ ce qui représente une variation négligeable.

b. Sur l'amplitude

L'influence du gap «G» sur l'amplitude est donnée par la figure V.13, d'après cette figure on constate que la variation du gap n'a pas d'influence sur l'amplitude.

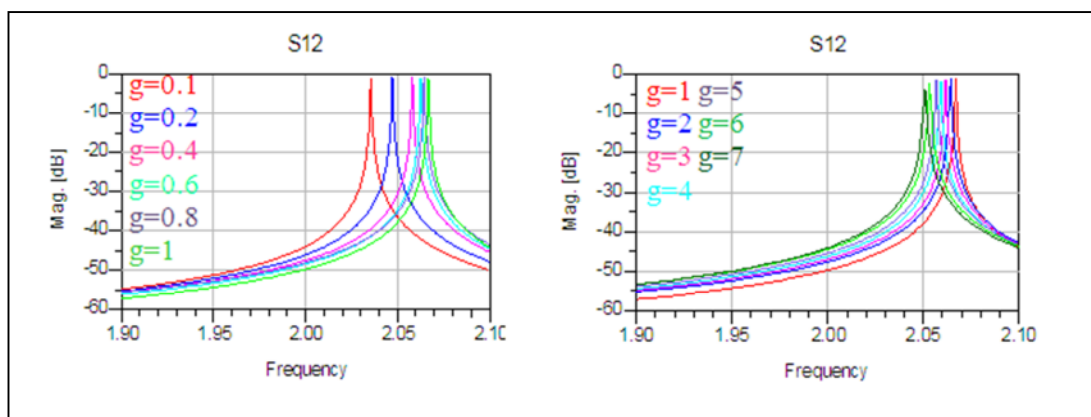


Fig.V.13 : $S_{12}(f, g)$

Donc on peut dire que la valeur du gap à prendre par la suite sera arbitraire parce que elle n'a pas d'influence sur le résonateur, de préférence on prend la valeur la plus petite ($g=0,1$ ou $0,2\text{mm}$) cette valeur correspond à la forme du résonateur la plus miniaturisée.

V.6.1.4 Influence de l'impédance caractéristique Z_c (Ω) avec f_0 cste .

Pour dimensionner le résonateur il nous reste à justifier le choix de l'impédance caractéristique, pour cela on prend trois valeurs de Z_c (35Ω , 50Ω , 65Ω) et on voit la réponse du résonateur (S_{21}), la figure V.13 montre la réponse de résonateur pour les trois cas étudiés.

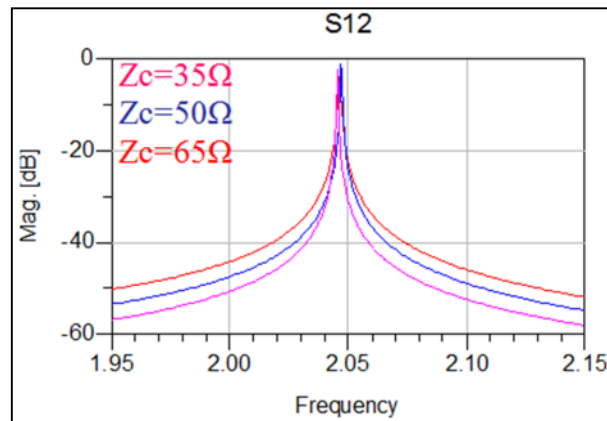


Fig.V.14 : Influence de l'impédance caractéristique sur la réponse du résonateur

Ces résultats montrent que l'augmentation d'impédance caractéristique des lignes micro-rubans constituant les résonateurs peut diminuer sa sélectivité par conséquent celle du filtre, nous employons donc par la suite des résonateurs demi-onde d'impédance caractéristique 35Ω afin d'améliorer la sélectivité de filtre.

V.6.1.5 Influence du maillage sur le résonateur pendant la simulation

Pour effectuer une simulation électromagnétique d'une structure quelconque, le logiciel Momentum décompose celle-ci en cellules élémentaires rectangulaires ou triangulaires. Ensuite il calcule les caractéristiques de propagation dans chacune d'elles avant de restituer la réponse globale de la structure simulée. Plus le maillage est fin, plus les résultats des simulations sont précis et proches des résultats réels. En revanche, le temps de simulation augmente puisque le nombre de cellules augmente. La densité du maillage est exprimée en nombre de cellules/longueur d'onde. En général, une densité de maillage de 20 cellules/ λ (correspond au maillage automatique) est considérée comme un bon compromis précision/rapidité. Nous avons aussi simulé le résonateur en utilisant des densités de maillage de 25, 35, 40 et 100 cellules/ λ (λ correspond à la fréquence la plus grande dans l'intervalle de

simulation, dans notre cas on a pris 3 GHz). La figure V.15 montre les réponses correspondantes ainsi que le temps nécessaire à la simulation de résonateur.

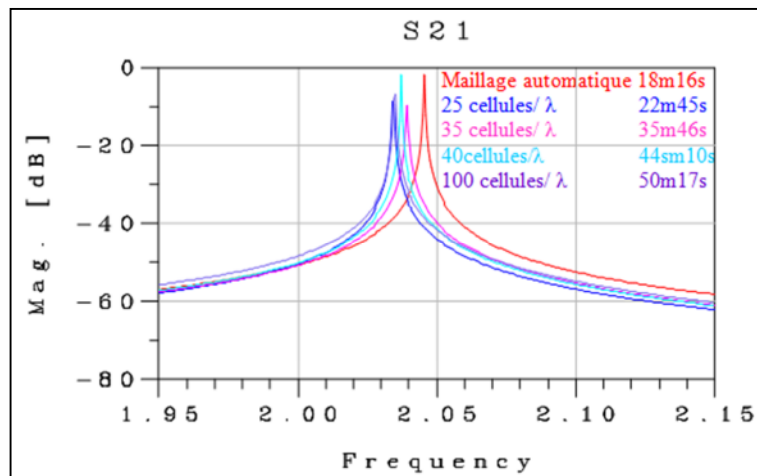


Fig.V.15 : Influence de la densité du maillage sur la réponse de résonateur

Pour notre cas une densité de maillage de 35 cellules/λ semble suffisante pour améliorer la précision et elle correspond a un bon compromis précision/rapidité. On peut voir aussi à la figure V.16 la réponse de résonateur pour différentes valeurs de fréquence de maillage on fixe le nombre de cellules par longueur d'onde à 20.

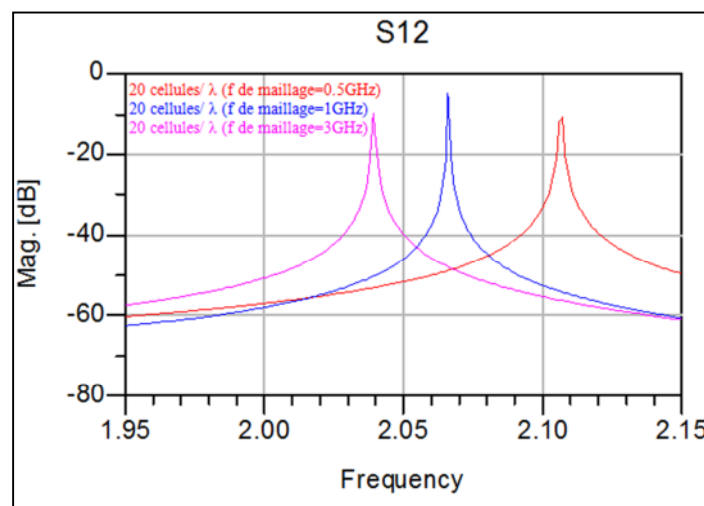


Fig.V.16 : Influence de la densité du maillage sur la réponse de résonateur

On conclue que la densité de maillage se révèle être un paramètre très important surtout lorsqu'il s'agit de la miniaturisation des résonateurs afin d'obtenir des résultats aussi précis que possible.

V.6.2 Dimensions du résonateur

D'après les résultats précédents, pour $g=0.1\text{mm}$, $w=1.15\text{mm}$ ($Z_c=35\Omega$) et $\lambda_g/2=27.8131\text{mm}$, la fréquence de résonance obtenue est $f_0=2.039\text{GHz}$. On tient à rappeler que le filtre étudié est un filtre à bande étroite donc c'est très intéressant d'avoir la fréquence de résonance exacte ($f_0=2\text{GHz}$). L'idée pour la miniaturisation est de plier la ligne sur elle-même afin de gagner en surface tout en gardant la même longueur de ligne, pratiquement la longueur de la ligne est ajustée afin de compenser les couplages introduits par les méandres obtenus lors de la miniaturisation, après ajustement de la longueur afin d'avoir la fréquence de résonance souhaitée ($f_0=2\text{GHz}$) $\lambda_g/2$ devient égale à 29.05mm .

De la même manière on étudie les autres résonateurs, le tableau.V.4 récapitule les dimensions des différents types de résonateurs.

Type de résonateur	Dimension L.H(mm mm)	Surface(mm ²)	simplicité
a- Carré	8.44×8.44	71.21	Simple
b-Rectangulaire 1	6×11	66	Simple
c-Rectangulaire2	11×6	66	Simple
d- En croix	9.65×9.28	89.55	Complicquée
e-Hairpin	7.5×8.2	61.5	Très compliquée

Tableau .V.4: Taille des cinq topologies de résonateurs.

V.6.3 Calcul des coefficients de couplage maximum, pour différents types de résonateurs

Le couplage maximum entre deux résonateurs est limité par un procédé de gravure. On tient à noter que la technologie micro-ruban classique n'autorise pas la réalisation de fentes de moins de $50\ \mu\text{m}$. Donc on fixe la distance entre résonateurs à $50\ \mu\text{m}$. et on calcule les coefficients de couplages maximum (entre deux résonateurs identiques) pour les différents types de résonateur (carré fig.V.17 , rectangulaire type1 fig.V.18, rectangulaire type2 fig.V.19, en croix fig.V.20 et Hairpin fig.V.21) et pour les différents types de couplage (hybride, mixte, électrique et magnétique) les coefficients de couplage sont déterminés à partir de la relation explicitée au Chapitre 5 (Paragraphe IV.2 équation IV.1), les résultats des simulations électromagnétiques avec Momentum (les fréquences des deux pics f_1 et f_2 ainsi que les valeurs de couplage maximum) sont récapitulées dans le tableau.V.5 .

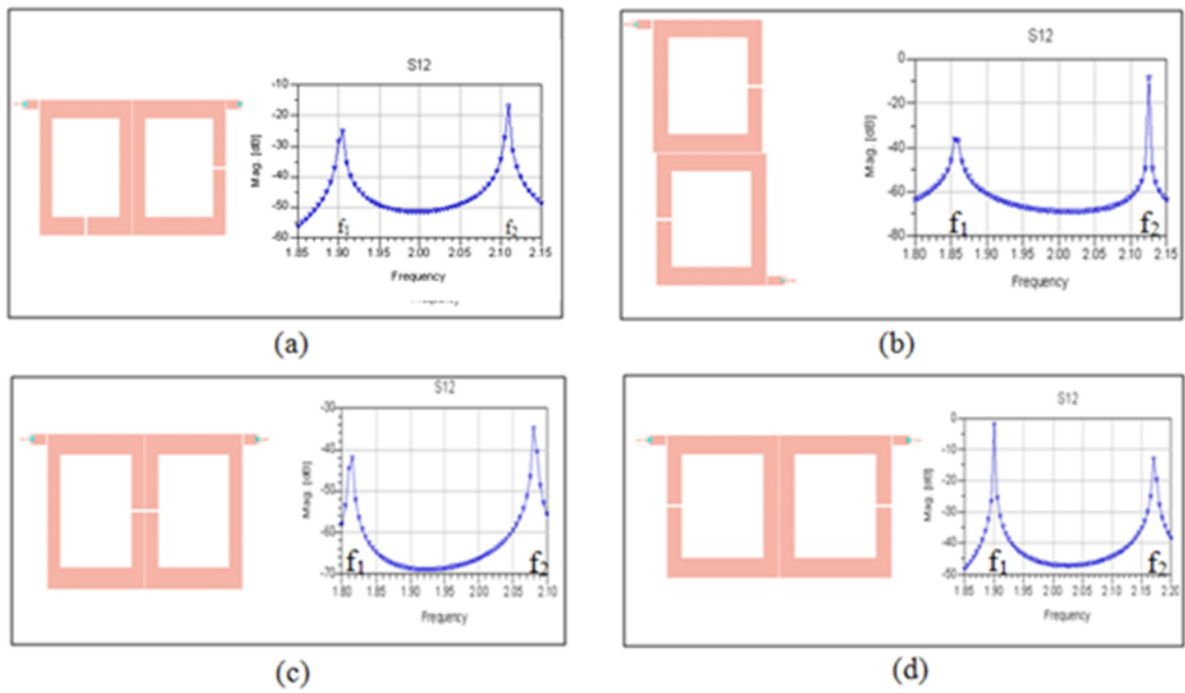


Fig.V.17 : Calcul des coefficients de couplage maximum pour un résonateur carré (a) Couplage hybride (b) Couplage mixte (c) Couplage électrique (d) Couplage magnétique

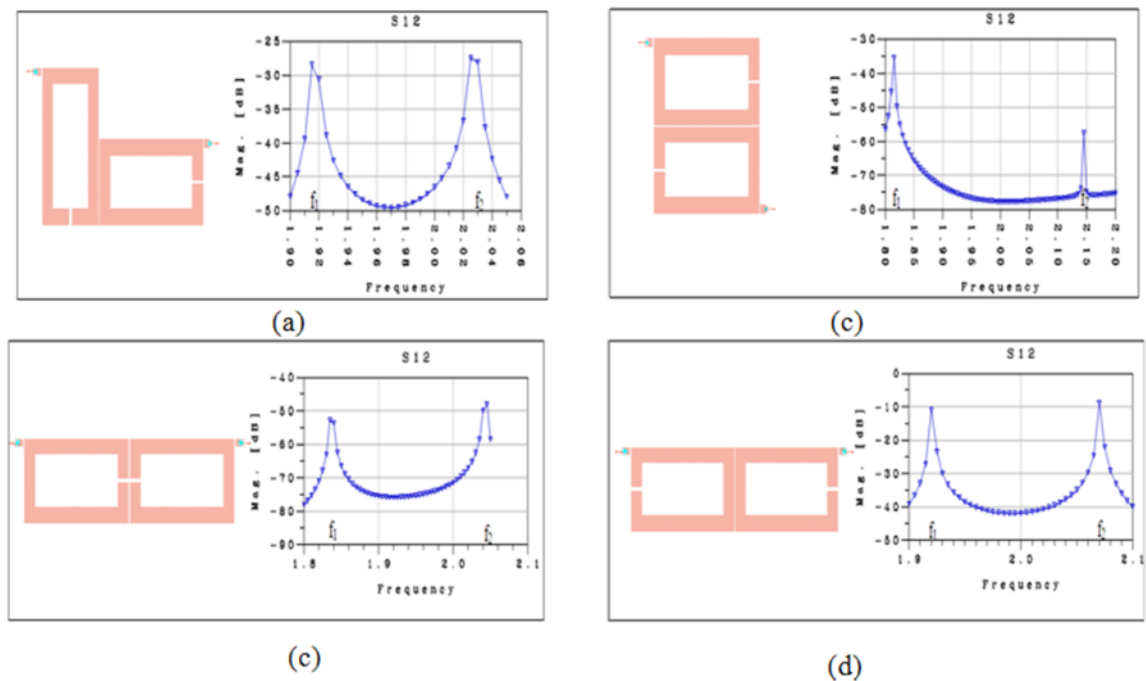


Fig.V.18 : Calcul des coefficients de couplage maximum pour un résonateur rectangulaire type1 (a) Couplage hybride (b) Couplage mixte (c) Couplage électrique (d) Couplage magnétique

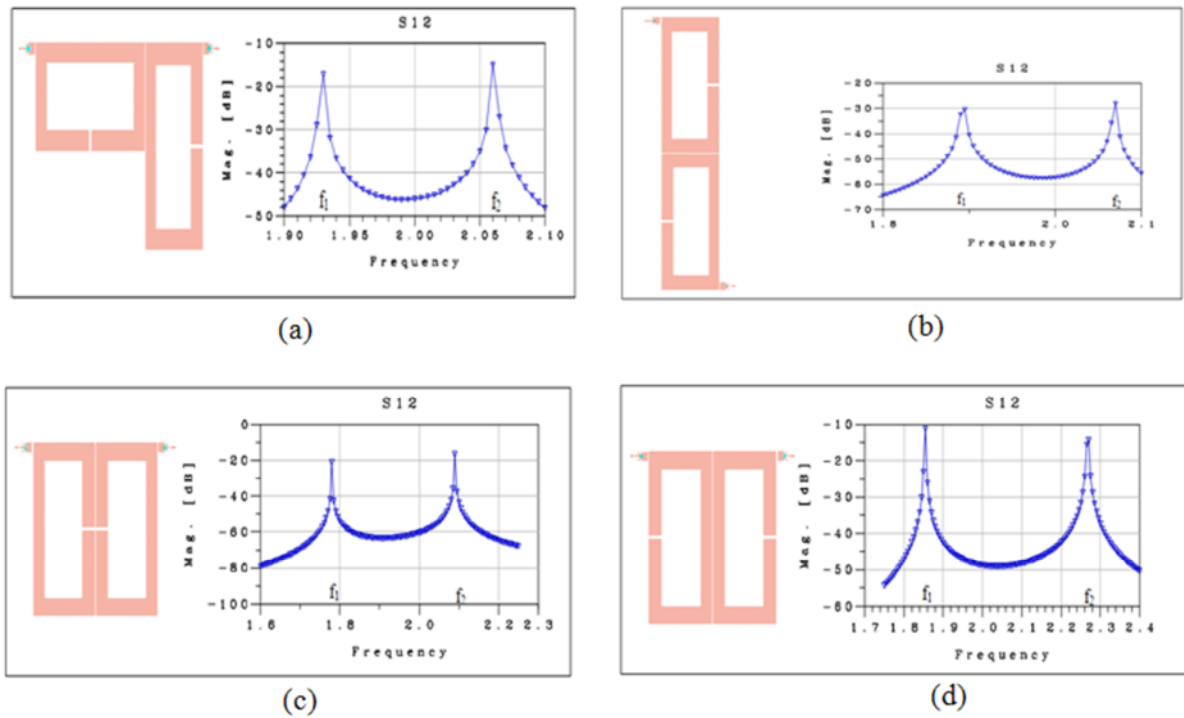


Fig.V.19 : Calcul des coefficients de couplage maximum pour un résonateur rectangulaire type2
 (a) Couplage hybride (b) Couplage mixte (c) Couplage électrique (d) Couplage magnétique

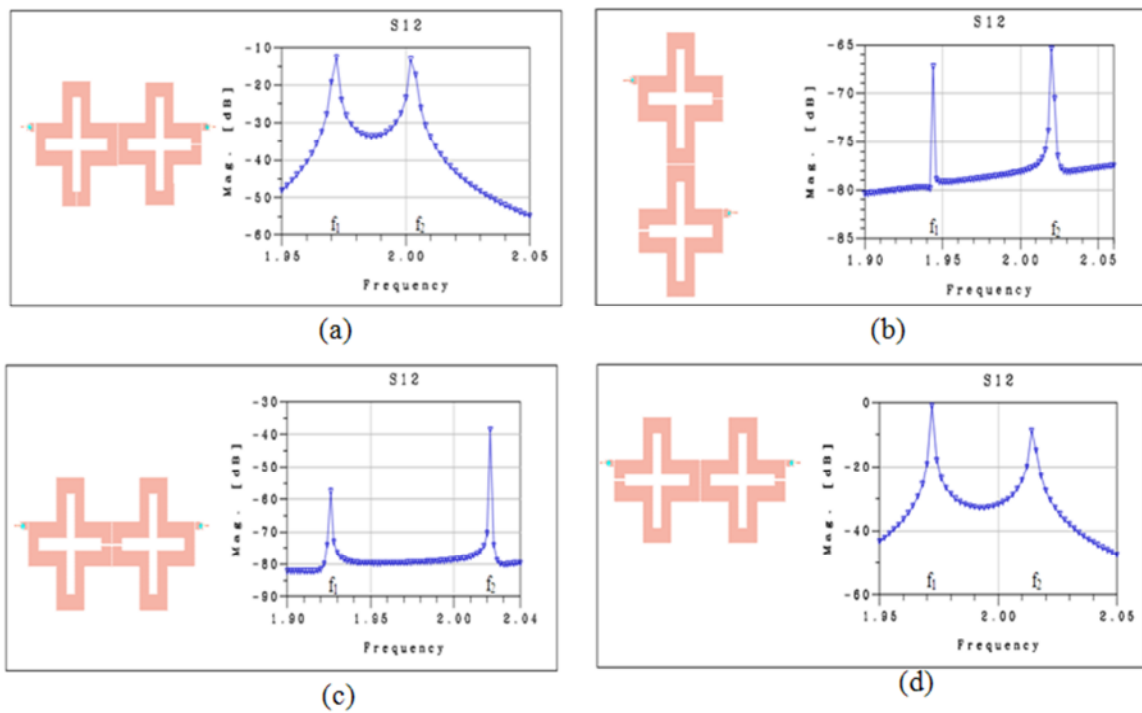


Fig.V.20 : Calcul des coefficients de couplage maximum pour un résonateur en Croix (a) Couplage hybride (b) Couplage mixte (c) Couplage électrique (d) Couplage magnétique

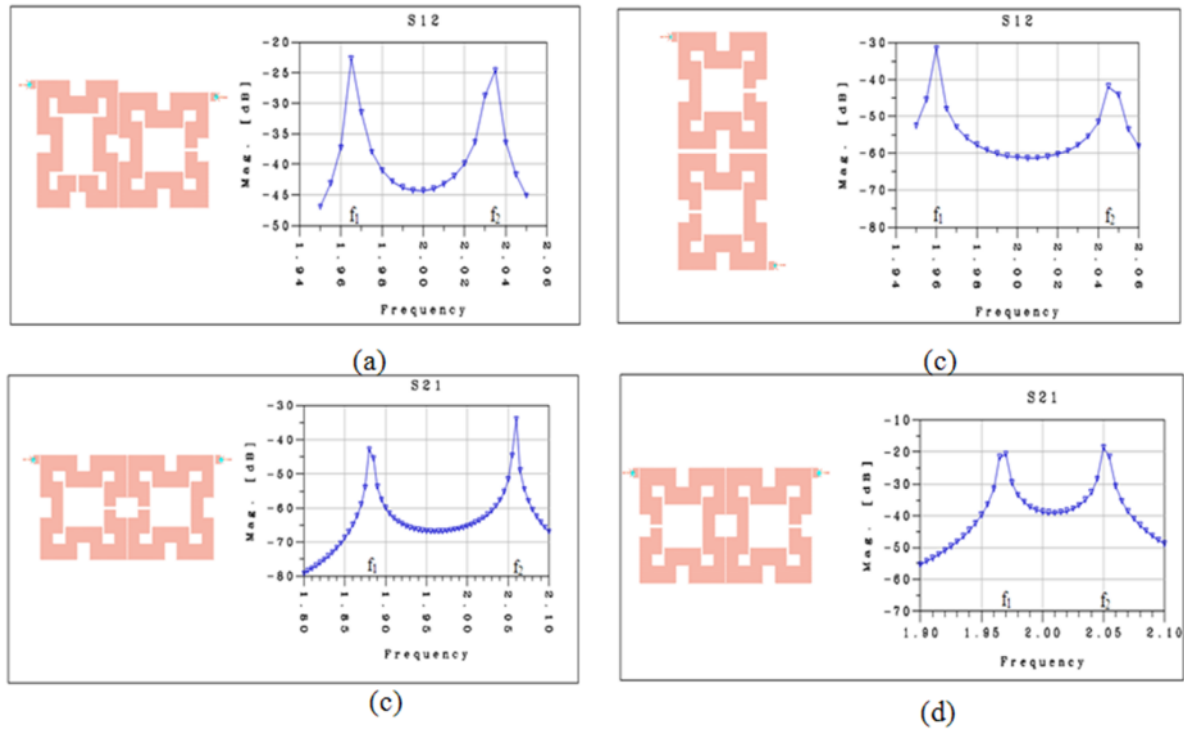


Fig.V.21 : Calcul des coefficients de couplage maximum pour un résonateur de Hairpin (a) Couplage hybride (b) Couplage mixte (c) Couplage électrique (d) Couplage magnétique

	Couplage Hybride			Couplage Mixte			Couplage Electrique			Couplage Magnétique		
	f_1	f_2	M_h	f_1	f_2	M_{mi}	f_1	f_2	M_e	f_1	f_2	M_{ma}
a- Carré	1.905	2.110	0.102	1.840	2.110	0.136	1.815	2.080	0.137	1.900	2.170	0.132
b-Rectangulaire 1	1.915	2.025	0.055	1.815	2.145	0.165	1.835	2.045	0.107	1.920	2.070	0.075
c-Rectangulaire 2	1.930	2.060	0.065	1.895	2.070	0.088	1.870	2.090	0.159	1.855	2.270	0.199
d- En croix	1.972	2.002	0.015	1.944	2.020	0.038	1.926	2.022	0.048	1.972	2.014	0.021
e-Hairpin	1.965	2.035	0.034	1.960	2.045	0.042	1.880	2.060	0.091	1.970	2.050	0.039

Tableau .V.5: Valeur de couplage maximale de cinq topologies de résonateurs.

V.7 Description de la méthode de conception

La méthodologie de conception est divisée en sept étapes principales, comme l'illustre l'organigramme de la figure V.22.

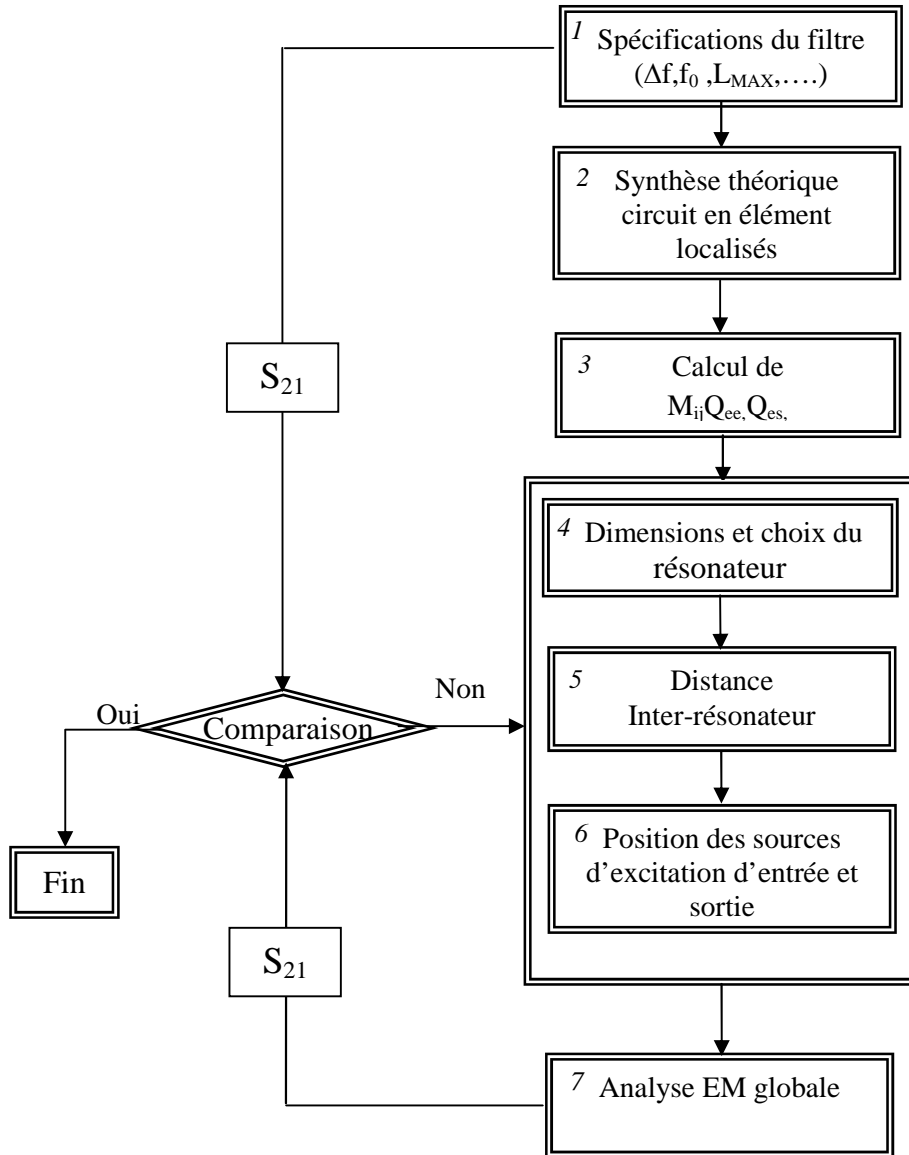


Fig. IV.22: Organigramme de démarche de conception de filtre

Pour mieux expliquer cette méthode de conception, un filtre micro-ruban (avec un substrat ayant une constante diélectrique relative de $\epsilon_r=10,2$ et une épaisseur $h=0.635$ mm) est conçu pour répondre aux spécifications suivantes :

V.7.1 Spécifications du filtre

- Une bande passante relative: $\Delta = 10\%$.
- Fréquence centrale : 2Ghz.
- à -40dB d'atténuation la largeur de la bande est de 300 Mhz .
- Un niveau d'ondulation A_{max} dans la bande passante est de 0.04321.

V.7.2 Synthèse du filtre

La conception du filtre débute par la synthèse du réseau prototype passe-bas capable de générer la fonction de transfert souhaitée. Notons que l'ordre du filtre n et les positions des zéros de transmission Ω_a peuvent être obtenus directement en faisant l'optimisation de la fonction de transfert (paragraphe V.5 les étapes de 1 à 5)

Le tableau V.6 présente les valeurs des éléments de prototype passe-bas ainsi que l'ordre et la position de zéro de transmission.

n	Ω_a	g_1	g_2	g_3	j_2	j_3
6	1.6	1.006	1.431	2.000	-0.1571	1.3396

Tableau .V.6: Valeurs des éléments du prototype passe bas

V.7.3 Calcul des M_{ij} , Q_e et Q_s

En utilisant les résultats de tableau .V.6 et les formules de conception (V.7 à V.10), on obtient la matrice de couplage $[M]$ (matrice objectif). La figure V.23 montre la matrice de couplages et la réponse théorique (S_{21} souhaitée).

$$[M_{ij}] = \begin{bmatrix} 0.0000 & 0.0833 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0591 & 0.0000 & -0.0110 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0670 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0591 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0833 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0833 \end{bmatrix}$$

$$Q_e = Q_s = 10.0597$$

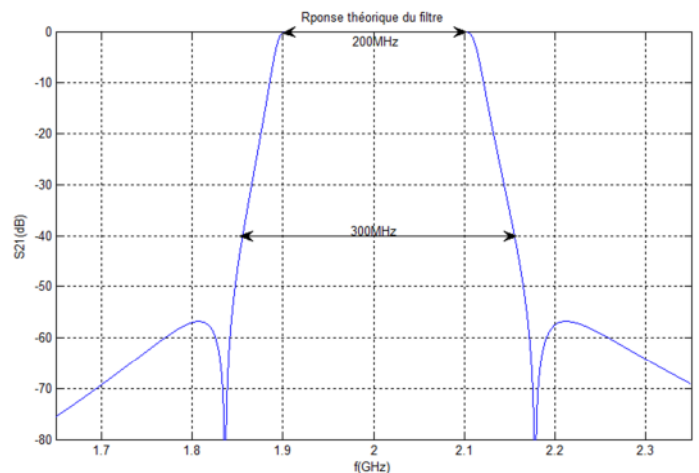


Fig.V.23 : Matrices de couplages et réponse théorique (S_{21} souhaitée) du filtre

V.7.4 Dimensionnement et choix de la topologie du résonateur

Le choix de la topologie du résonateur peut se faire suivant trois critères principaux:

- La valeur du couplage que l'on désire réaliser
- La surface occupée
- La simplicité de la conception.

A partir des résultats précédents (tab .V.5), on peut dire que le résonateur qui nous permettra d'avoir les couplages souhaités est le résonateur carré (ses dimensions sont données au paragraphe V.6.2). Pour notre cas, on veut avoir par exemple $M_{12}=0.0833$ (couplage

hybride), ce dernier ne peut être obtenu que par ce type de résonateur, et cela grâce à la valeur de couplage que ces derniers pourront atteindre (couplage de l'ordre de 0.102).

Maintenant que les dimensions et le type de résonateur à utiliser sont déterminés il nous reste à établir les positions des lignes d'accès et des résonateurs l'un par rapport à l'autre (au moyen d'analyses électromagnétiques) pour atteindre le couplage souhaité (imposé par la synthèse du filtre à concevoir, voir matrice de couplage fig.V.23).

V.7.5 Détermination des distances entre les résonateurs (étude des couplages inter-Résonateurs)

Le travail suivant permet d'associer une grandeur physique, la distance entre deux éléments résonants i et j , à une grandeur électrique, le coefficient de couplage inter-résonateurs M_{ij} défini au moment de la synthèse. Le circuit représentant le filtre utilisant des résonateurs micro-rubans demi-onde de forme carrée est montré à la figure.V.24

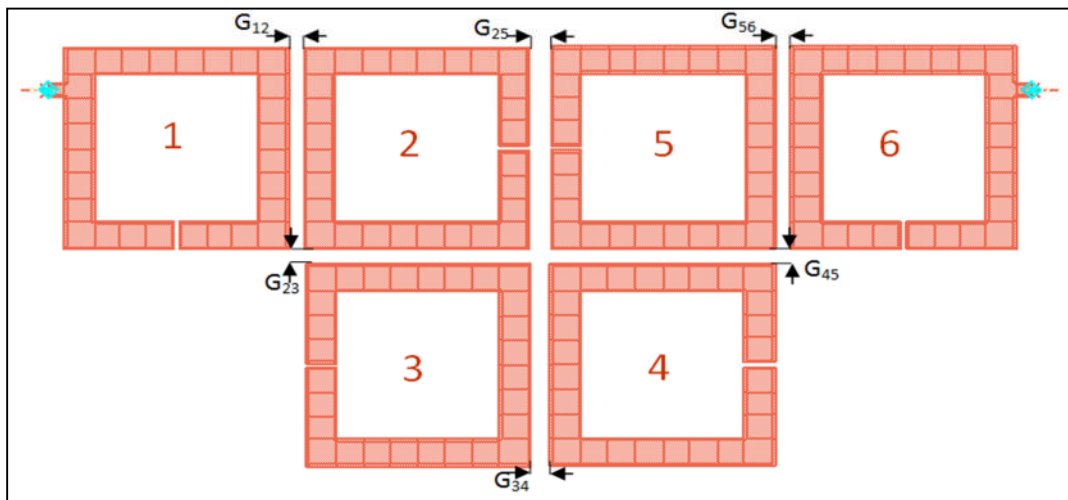


Fig.V.24 : Topologie du filtre

La détermination des distances entre les résonateurs a été réalisée à partir des étapes suivantes :

La première étape consiste à déterminer le gap G_{12} réalisant le couplage hybride entre résonateur 1,2 (M_{12} de la matrice de couplage objectif de la figure V.23), L'évolution du coefficient de couplage M_{12} est représentée sur la figure V.25a, pour des valeurs de gaps variant de 0.05mm à 0.5 mm.

La deuxième étape consiste à déterminer le couplage mixte M_{23} , réalisé par le gap G_{23} situé entre les résonateurs 2 et 3. L'évolution du coefficient de couplage inter résonateur M_{23} est représentée sur la figure V.25b, pour des valeurs de gaps variant de 0.05mm à 0.7mm.

La troisième étape consiste à déterminer le couplage magnétique M_{34} . Ce couplage est réalisé par le gap situé entre les deux résonateurs 3 et 4. la figure V.25c montre l'évolution de M_{34} en fonction de G_{34}

La dernière étape consiste à déterminer la valeur du gap G_{25} réalisant le couplage électrique entre résonateur 2 et 5, pour des valeurs de gaps variant de 0.05mm à 1mm, l'évolution du coefficient de couplage M_{25} est représentée sur la figure V.25d,

Pour ce qui est du gap G_{45} égale à G_{23} , et celle de G_{56} égale à G_{12} en raison de la symétrie du dispositif

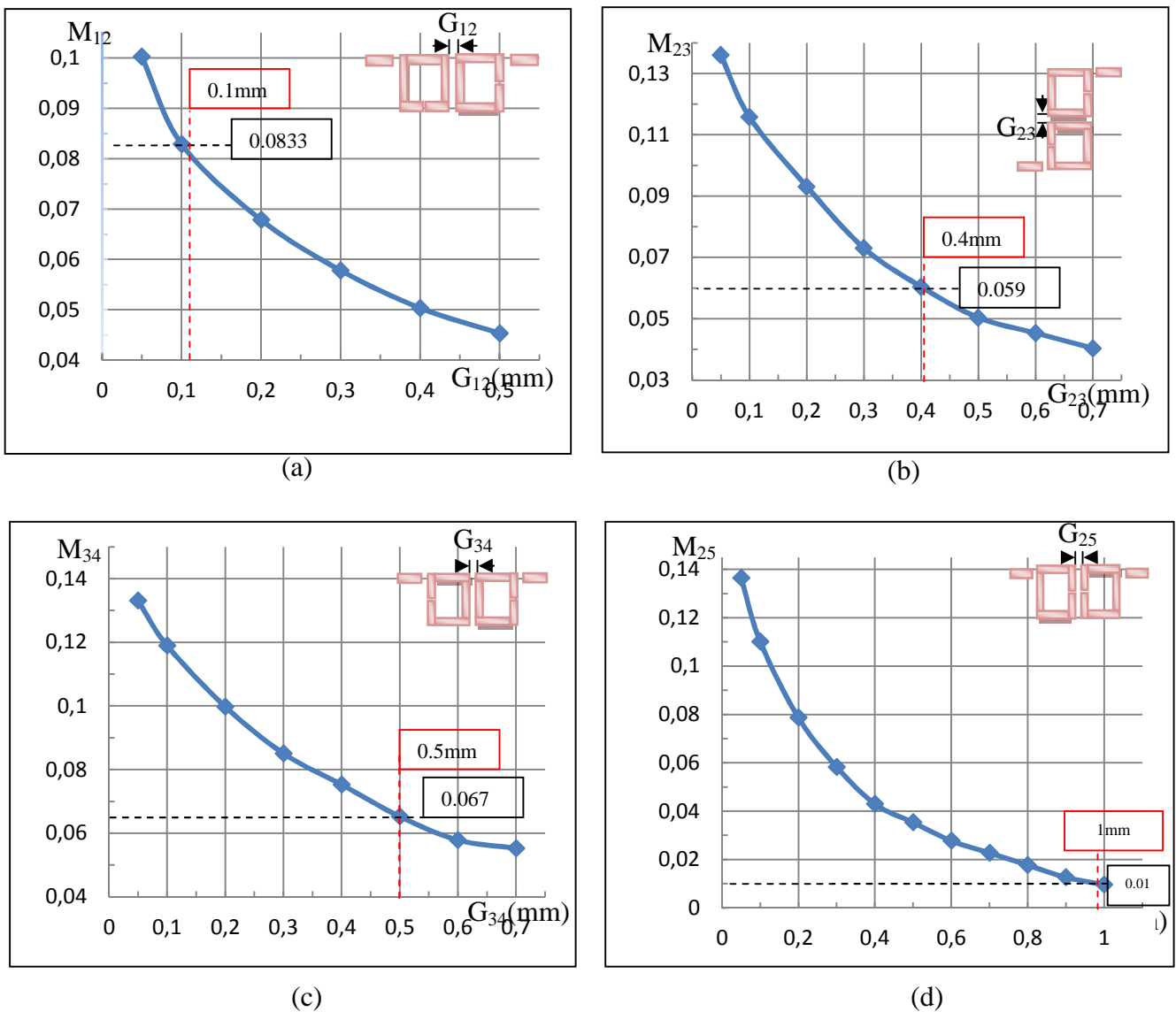


Fig.V.25 : Evolution du coefficient de couplage. (a) Couplage M_{12} (b) Couplage M_{23} . (c) Couplage M_{34} . (d) Couplage M_{52}

A l'aide des abaques précédents, nous déterminons les gaps entre les résonateurs réalisant les couplages désirés, qui sont donnés au tableau V.7.

Configuration de couplage	Coefficient de couplage inter-résonateurs	Gap
Couplage hybride (a)	$M_{12} = M_{56} = 0.0833$	$G_{12} = G_{56} = 0.1\text{mm}$
Couplage mixte(b)	$M_{23} = M_{45} = 0.059$	$G_{23} = G_{54} = 0.4\text{mm}$
Couplage magnétique (c)	$M_{34} = 0.0067$	$G_{34} = 0.5\text{mm}$
Couplage électrique (d)	$M_{25} = 0.0110$	$G_{25} = 1\text{mm}$

Tableau .V.7: Détermination des gaps correspondant aux coefficients de couplage

V.7.6 Détermination de la position des systèmes d'excitation (étude des couplages d'entrée et de sortie)

Le couplage entre la ligne d'accès de filtre et le premier résonateur et entre le dernier résonateur de filtre et la ligne de sortie correspondent aux facteurs de qualité extérieurs Q_{e_e} et Q_{e_s} . Ces derniers sont réalisés en faisant varier la distance «d» (fig.V.26) en tenant compte des valeurs de Q_{e_e} et de Q_{e_s} fixées lors de la synthèse.

Ces couplages sont analysés avec Momentum à partir du dispositif montré sur la figure V.26, les lignes d'accès possèdent une impédance caractéristique de 50Ω et donc une largeur de à 0.59 mm .

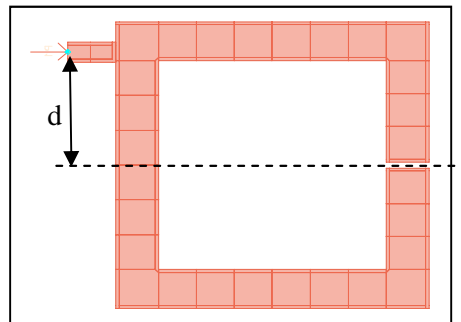


Fig.V.26: Couplages d'entrée et de sortie

L'évolution des facteurs de qualité extérieurs d'entrée et de sortie en fonction de la longueur «d» est donnée sur la figure V.27.

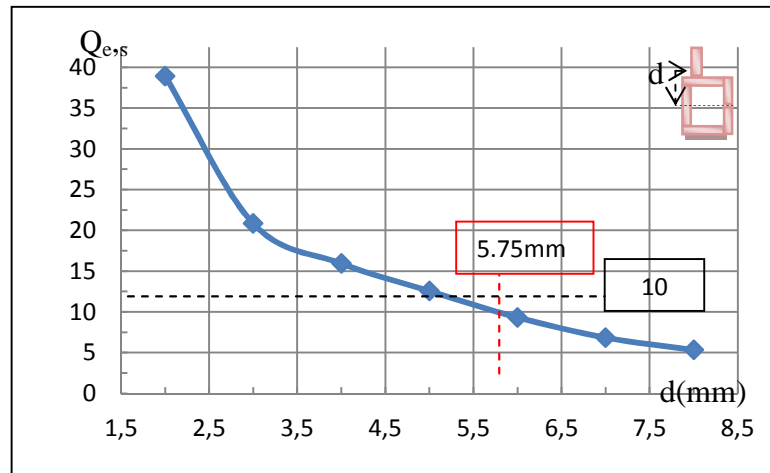


Fig.V.27 : Evolution des facteurs de qualité extérieurs d'entrée et de sortie

Nous pouvons obtenir $Q_{e_c} = Q_{e_s} = 10$ quand $d = 5.75$ mm.

V.7.7 Analyse électromagnétique du filtre et réglages de ces dimensions

A ce stade de synthèse, toutes les dimensions sont connues. L'étape suivante consiste d'abord à assembler les différents résonateurs pour obtenir la structure globale puis l'analyser avec le logiciel de simulation électromagnétique Momentum. La topologie du filtre est présentée sur la figure V.24.

Les réponses fréquentielles obtenues à l'issue de la première analyse électromagnétique globale sont différentes de celles attendues. La caractéristique du filtre à partir de cette analyse est donnée par la figure V.28 qui montre que les couplages, lorsque les différents résonateurs sont assemblés pour obtenir la structure globale, sont plus forts que les couplages théoriques ce qui se traduit par une bande passante plus large (voir les équations (V.7) à (V.10)). En effet, l'ensemble des interactions entre les éléments qui constituent le filtre n'est pas pris en compte au moment de l'étude. Par conséquent les distances qui caractérisent le dispositif doivent être réglées afin de parvenir à des réponses satisfaisantes.

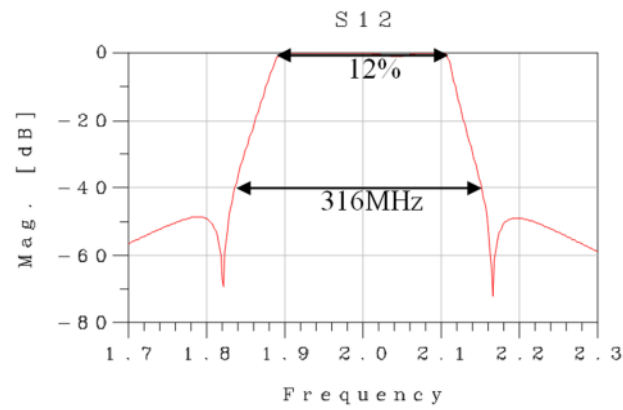


Fig.V.28 : Réponse initiale du filtre

Initialement la bande passante relative Δ égale à 12% ,la largeur à -40dB égale à 316 MHz elles sont supérieures par rapport aux largeurs souhaitées , par ailleurs la diminution de d_{23} , d_{45} nous permet de diminuer la bande passante (Δ) d'une part et les emplacements des zéros de transmission d'autre part c.-à-d. obtenir la largeur souhaitée à -40 dB (voir équation V.8 et tableau.V.1) , la figure V.29 montre la réponse de filtre avant et après réglage, les dimensions initiales et finales après réglage, sont montrées au tableau V.8

Dimensions initiale	Dimensions finale (après réglage)
$d_e = d_s = 5.75\text{mm}$	$d_e = d_s = 5.75\text{mm}$
$G_{12} = G_{56} = 0.1\text{mm}$	$G_{12} = G_{56} = 0.1\text{mm}$
$G_{23} = G_{54} = 0.4\text{mm}$	$G_{23} = G_{54} = 0.45\text{mm}$
$G_{34} = 0.5\text{mm}$	$G_{34} = 0.5\text{mm}$
$G_{25} = 1\text{mm}$	$G_{25} = 1\text{mm}$

Tableau V.8: Dimensions initiale et finale du filtre

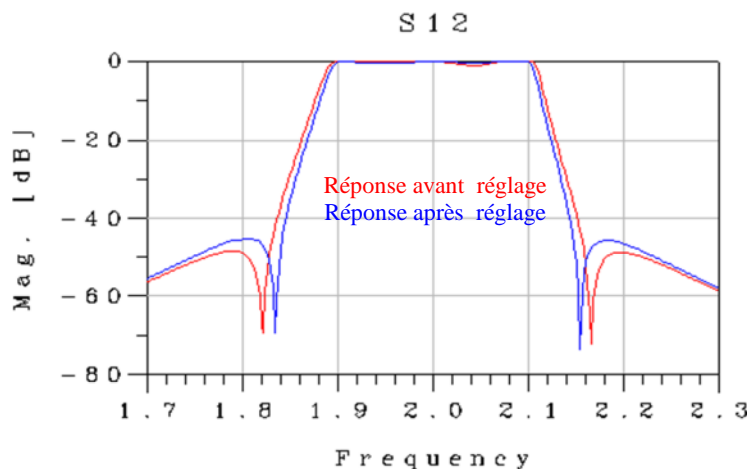


Fig.V.29: Réponse initiale et finale du filtre

V.8 Comparaison avec une structure de filtrage classique

A titre de comparaison, nous avons conçu un filtre classique passe bande qui répond au même cahier de charge. La topologie du filtre et ses dimensions sont présentées par la figure IV.30, le calcul de ces derniers est donné dans le chapitre 3.

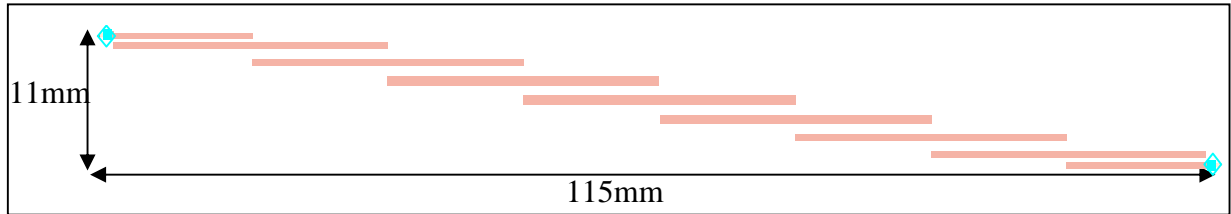


Fig.V.30: Topologie du filtre d'ordre 7 avec des résonateurs classiques

La figure V.31 compare la taille des deux filtres. La miniaturisation du résonateur linéique par repliement permet aussi d'améliorer la réponse hors bande passante du filtre, et surtout la réjection au niveau du zéro de transmission (fig.V.1).

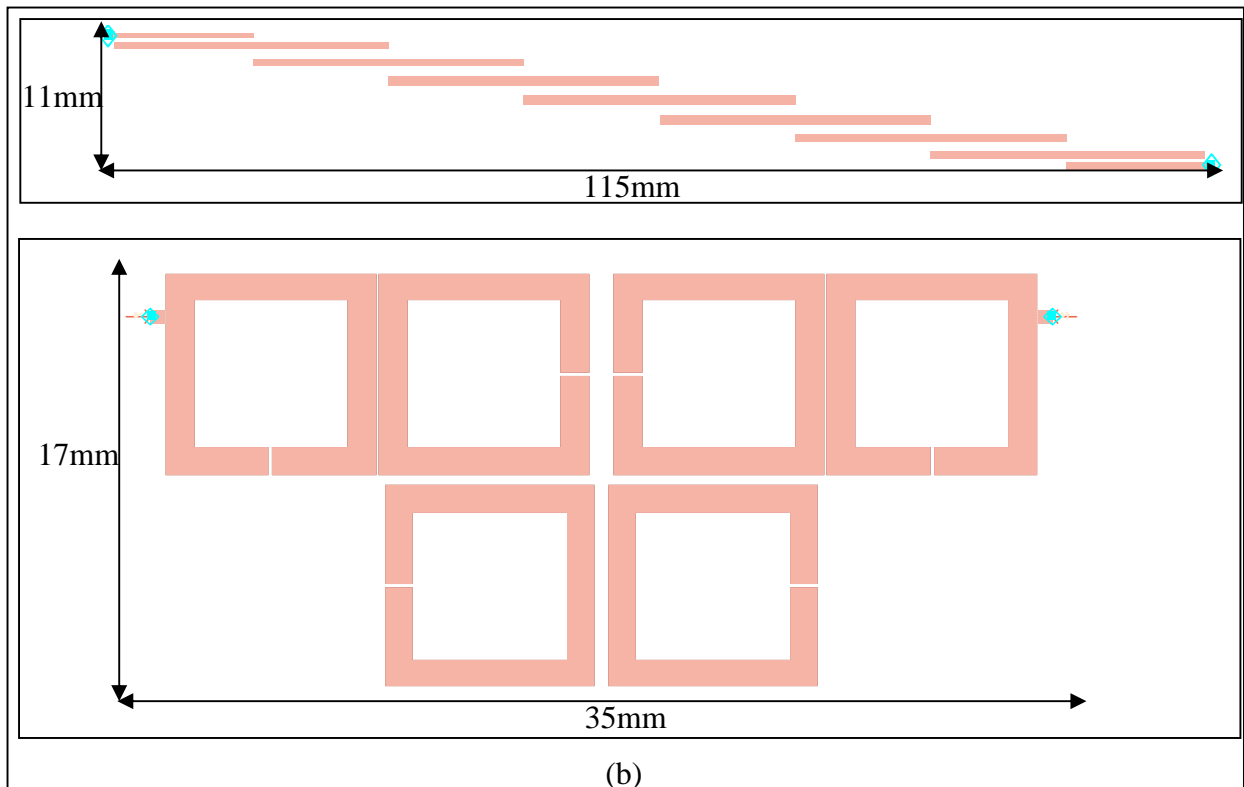


Fig.V.31: Comparaison des tailles des filtres (a) filtre classique (b) filtre miniaturisé

Ces résultats montrent que la taille de ces nouveaux filtres est beaucoup plus petite que celle du filtre classique (réduction de la taille de 53%).

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif de notre travail était d'étudier les filtres micro onde miniaturisés et à mettre au point une méthode détaillée de leur conception.

Nous avons pu connaître, à travers cette étude, d'une manière assez détaillée, les différents types de filtres micro onde, du passe bas micro onde conventionnel jusqu' aux filtres micro onde miniaturisés, en passant par les différents types de filtres classiques non miniaturisés.

Nous avons conçu un filtre passe bande à bande étroite miniaturisé qui nous a permis de valider la méthode de synthèse et de conception utilisée, et nous avons étudié une nouvelle topologie de résonateurs qui constitue ce filtre. Les résultats obtenus montrent la possibilité d'un bon compromis entre la valeur de couplage que l'on désire réaliser, la simplicité de la conception et la surface occupée par les résonateurs, ce qui est nécessaire pour la conception des filtres miniaturisés et performants. En effet pour augmenter la bande passante d'un filtre on doit augmenter le couplage entre résonateurs adjacents et pour améliorer la réjection du filtre aux abords de la bande passante, nous avons utilisé les zéros de transmission pouvant être apportées, par des couplages entre résonateurs non adjacents.

Cette étude nous a, aussi, permis de mettre en œuvre un simulateur électromagnétique (Momentum) pour la conception de filtres en technologie micro-ruban. Ce simulateur facile à utiliser, rapide et très précis a donné des résultats très satisfaisants.

La méthode de synthèse utilisée pourra être étendue à la conception de filtres ayant une autre structure (filtre à guide d'onde [21], filtres à résonateurs diélectriques [22], filtres céramiques à ligne de peigne [23], filtres super-conducteurs [24] et filtres micromachines[25]).

Un des prolongements de ce mémoire pourrait consister en la poursuite de l'investigation sur des filtres plus miniaturisés et de bande passante plus large (>10%). Il serait alors nécessaire de s'orienter vers une technologie offrant la possibilité de réaliser aisément des couplages forts. Sachant qu'un couplage fort donne une bande passante plus large, une solution est la technologie multicouche qui serait alors tout à fait appropriée du fait de la flexibilité offerte par la 3^{ème} dimension.

Bibliographies

- [1] Collin Robert E. "Foundations for Microwave Engineering / Robert E. Collin-2nd ed" G-Dudley Series Editor , New York 2001
- [2] G. C. Temes, and S. K. Mitra, " Modern Filter Theory and Design", Wiley, New York,1973.
- [3] J. D. Rhodes, Theory of Electrical Filters, Wiley, New York, 1976.
- [4] S. Darlington, " Synthesis of reactance-four-poles which produce prescribed insertion loss characteristics" J. Math. Phys., 30, 257–353, Sept. 1939.
- [5] G. Mattaei, L. Young, and E. M. T. Jones, " Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures", Artech House, Norwood, MA, 1980.
- [6] Mohdkhairul Mohd Salleh " Contribution à la Synthèse de Résonateurs Pseudo-Elliptiques en Anneau. Application au Filtrage Planaire Millimétrique " These doctorat de l'université de Toulouse.10 octobre 2008
- [7] Devendra K .Misra " Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits : Analysis and Design ", Copyright-2001, pp 263-350
- [8] J. S. Hong, M. J. Lancaster "Microstrip filters for RF/microwave applications" John Wiley and Sons, Inc., USA, 2001
- [9] P. I. Richards, "Resistor-transmission-line circuits" Proc. IRE., 36, 217–220, Feb. 1948.
- [10] H. Ozaki and J. Ishii, "Synthesis of a class of strip-line filters," IRE Trans. Circuit Theory, CT-5, 104–109, June 1958
- [11] P.F. Combes, "Micro-ondes 1. Lignes, Guides et Cavités", Dunod, 1995
- [12] E. O. Hammerstard, "Equations for microstrip circuit design," in Proceedings of the European Microwave Conference, Hamburg, Germany, 1975, pp. 268–272.
- [13] IEEE TRAMNSACTION : « on microwave theory and technique » n°7july(1979)
- [14] M. Kirsching, «Accurate Model for Open End Effect of Microstrip Lines» Elect. Letters, Vol 17-n°3 February 1981 p123-126.
- [15] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartis, Microstrip Lines and Slotlines, Second Edition, Artech House, Boston, 1996.
- [16] T.C.Edwards "Conception Des Circuits Micro-Onde "Masson ,1984
- [17] M. Kirschning and R. H. Jansen, "Accurate wide-range design equations for parallel coupled microstrip lines " IEEE Trans., MTT-32, Jan. 1984, 83–90. Corrections in IEEE Trans., MTT-33, March 1985, p. 288.

- [18] Agilent-ADS <http://www.agilent.com/>
- [19] B. M. Schiffman, G. L. Matthaei. " Exact Design of Band-Stop Microwave Filters". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 12, No. 1, PP. 6-15, January 1964
- [20] Rajesh Mongia .Inder Bahl .Prakash Bhartia "RF and Microwave Coupled-Ligne Circuits" Artech House, Norwood, MA02062, 1999.
- [21] A. E. Atia and A. E. Williams, "Narrow-bandpass waveguide filters " IEEE Trans., MTT-20, April 1972, 258–265.
- [22] C. Wang, H.-W. Yao, K. A. Zaki, and R. R. Mansour, "Mixed modes cylindrical planar dielectric resonator filters with rectangular enclosure" IEEE Trans., MTT-43, Dec. 1995, 2817–2823.
- [23] H.-W. Yao, C. Wang, and K. A. Zaki, "Quarter wavelength ceramic combline filters " IEEE Trans., MTT-44, Dec. 1996, 2673–2679.
- [24] J.-S. Hong, M. J. Lancaster, D. Jedamzik, and R B. Greed, "On the development of superconducting microstrip filters for mobile communications applications" IEEE Trans. MTT-47, Sept. 1999, 1656–1663.
- [25] P. Blondy, A. R. Brown, D. Cros, and G. M. Rebeiz, "Low loss micromachined filters for millimeter-wave telecommunication systems" 1998 IEEE MTT-S, Digest, 1181–1184.
- [26] Jean-François Seaux "Conception, optimisation et test de dispositifs intégrant des matériaux en couche mince supraconducteurs ou ferroélectriques pour des applications de filtrage dans le domaine spatial" These doctorat de l'université de Limoges .7 avril 2005
- [27] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, "Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies" IEEE Trans., MTT-48, July 2000, 1098–1107.
- [28] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, "Microstrip cross-coupled trisection bandpass filters with asymmetric frequency characteristics," IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., 146, 1, Feb. 1999, 84–90.
- [29] F. Rouchaud, V. Madrangeas, M. Aubourg, P. Guillon, B. Theron, M. Maignan "New classes of microstrip resonators for HTS microwave filters applications", Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International, Vol 2, pp 1023 –1026

Annexes

Annexe A :

Réponse des filtres de Butterworth et Chebyshev

A.1 : Réponse du filtre de Butterworth

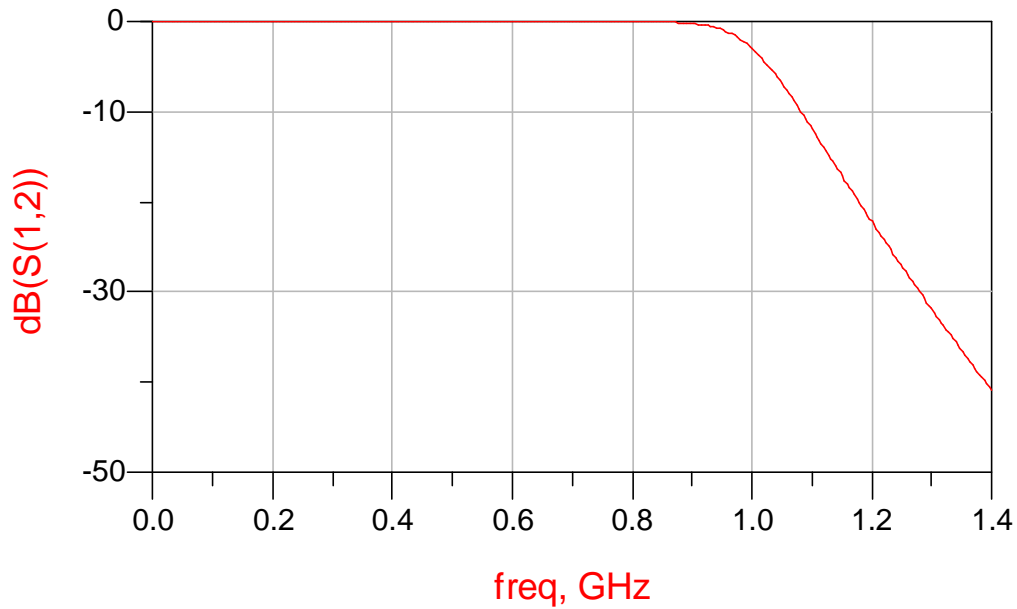


Fig.A.1: Réponse du filtre passe bas de Butterworth

A.2 : Réponse du filtre de Chebyshev

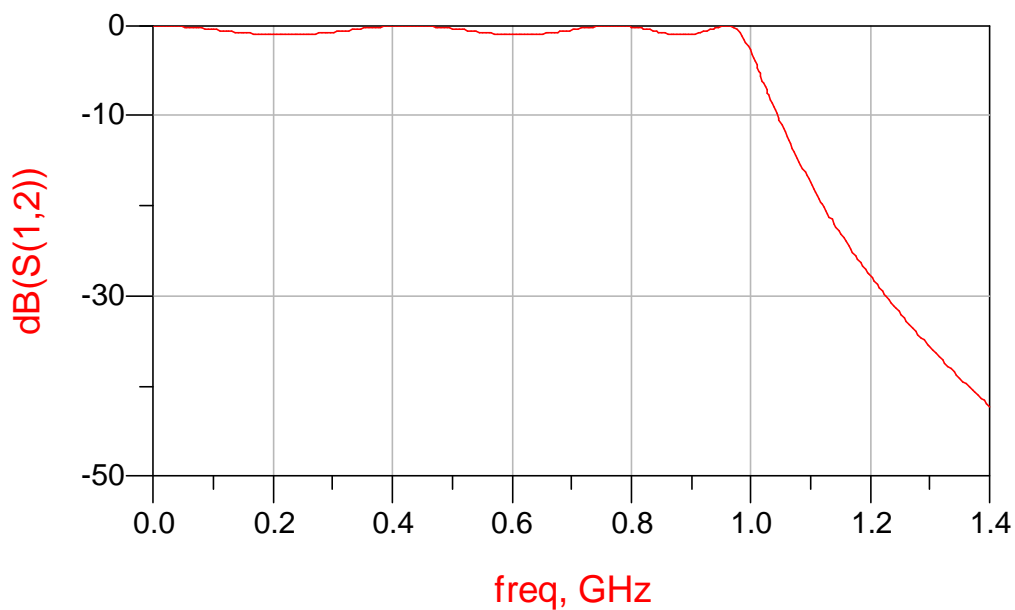


Fig. A.2 : Réponse du filtre passe bas de Chebyshev

Annexe B

Les principales discontinuités dans les lignes micro-rubans

B.1 Le circuit ouvert :

Le circuit ouvert d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c peut être modélisé par une capacité équivalente C_p , équivalente à une ligne de transmission de longueur Δl (fig. II.3), l'expression de $\frac{\Delta l}{h}$ est donnée par la formule suivante :

$$\frac{\Delta l}{h} = \frac{\xi_1 \xi_3 \xi_5}{\xi_4} \quad (\text{B.1})$$

Les expressions de $\xi_1, \xi_3, \xi_4, \xi_5$ données comme suit :

$$\xi_1 = 0.434907 \cdot \frac{\varepsilon_{eff}^{0.81} + 0.26 \left(\frac{W}{h}\right)^{0.8544} + 0.236}{\varepsilon_{eff}^{0.81} - 0.189 \left(\frac{W}{h}\right)^{0.8544} + 0.87}$$

$$\xi_2 = 1 + \frac{\left(\frac{W}{h}\right)^{0.371}}{2.35\varepsilon_r + 1}$$

$$\xi_3 = 1 + \frac{0.5274 \tan^{-1} \left[0.084 \left(\frac{W}{h}\right)^{1.9413/\xi_2} \right]}{\varepsilon_{eff}^{0.9236}}$$

$$\xi_4 = 1 + 0.037 \tan^{-1} \left[0.067 \left(\frac{W}{h}\right)^{1.456} \right] \cdot \{6 - 5 \cdot \exp[0.036(1 - \varepsilon_r)]\}$$

$$\xi_5 = 1 - 0.218 \exp\left(-7.5 \frac{W}{h}\right)$$

B.2 Variation de la largeur de la ligne

De nombreux circuits des lignes micro ruban nécessitent des variations de la largeur (figure II.4) Les formules des L_1, L_2 et C sont données comme suit :

$$C = 0.00137h \frac{\sqrt{\varepsilon_{re1}}}{Z_{c1}} \left(1 - \frac{W_2}{W_1}\right) \left(\frac{\varepsilon_{re1} + 0.3}{\varepsilon_{re1} - 0.258}\right) \left(\frac{W_1/h + 0.264}{W_1/h + 0.8}\right) \text{ (pF)} \quad (\text{B.2})$$

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} L \quad L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} L \quad (\text{B.3})$$

Avec

$$L_{W_i} = Z_{C_i} \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{eff}i}} / C$$

$$L = 0.000987h \left(1 - \frac{Z_{C1}}{Z_{C2}} \sqrt{\frac{\epsilon_{\text{eff}1}}{\epsilon_{\text{eff}2}}} \right)^2 \text{ (nH)}$$

B.3 Le coude à angle droit ou « coin » :

Le coude et son circuit équivalent, sont représentés dans le schéma de la figure II.5. les expressions de L et C sont comme suit

$$\frac{C}{W} \left(\frac{\text{pF}}{\text{m}} \right) = \begin{cases} \frac{(14 \cdot \epsilon_r + 12,5) \cdot \frac{W}{h} - (1,83 \cdot \epsilon_r - 2,25)}{\sqrt{\frac{W}{h}}} + \frac{0,22 \cdot \epsilon_r}{\frac{W}{h}} & \text{pour } \frac{W}{h} < 1 \\ (9,5 \cdot \epsilon_r + 1,25) \cdot \frac{W}{h} + 5,2 \cdot \epsilon_r + & \text{pour } \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

$$\frac{L}{C} \text{ (nH/m)} = 100 \left\{ 4 \cdot \sqrt{\frac{W}{h}} - 4,21 \right\} \quad (\text{B.5})$$

B.4 Calcul des constantes diélectriques effectives et des impédances caractéristiques du mode pair et impair des lignes micro-rubans couplées

Les lignes micro-ruban couplées on deux modes de propagation, le mode pair et impair, ces deux modes seront excités en même temps. Toutefois, ils se propagent à des vitesses de phase différentes parce qu'ils ne sont pas purs mode TEM. Par conséquent, les lignes micro-ruban couplées sont caractérisées par l'impédance caractéristique, ainsi que par les constantes diélectriques effectives pour les deux modes. Leurs expressions sont comme suit :

$$\epsilon_{\text{eff}}^p = \epsilon_{\text{eff}} + [0.5(\epsilon_r + 1) - \epsilon_{\text{eff}} + a_0] \exp(-c_0 g^{d_0}) \quad (\text{B.6})$$

Avec

$$a_0 = 0.7287 [\epsilon_{\text{eff}} - 0.5(\epsilon_r + 1)] [1 - \exp(-0.179 \cdot u)]$$

$$b_0 = \frac{0.747 \cdot \epsilon_r}{0.15 + \epsilon_r}$$

$$c_0 = b_0 - (b_0 - 0.207) \exp(-0.414 \cdot u)$$

$$d_0 = 0.593 + 0.694 \exp(-0.526 \cdot u)$$

Ou ϵ_{eff} est la constante diélectrique effective du micro-ruban simple de largeur W, l'erreur dans ϵ_{eff}^p est de 0, 5% .

$$\varepsilon_{\text{eff}}^i = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{v}\right)^{-a_e b_e} \quad (\text{B.7})$$

$$v = \frac{u(20 + g^2)}{10 + g^2} + g \cdot \exp(-g)$$

$$a_e = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{v^4 + \left(\frac{v}{52}\right)^2}{v^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{v}{18.1}\right)^3 \right]$$

$$b_e = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053}$$

Avec :

Où : $u = w/h$; et $g = s/h$; L'erreur dans $\varepsilon_{\text{eff}}^i$ est de 0,7% sur les gammes de $0.1 \leq u \leq 10$, $0.1 \leq g \leq 10$, et $1 \leq \varepsilon_r \leq 18$

Les impédances caractéristiques de mode pair (Z_{cp}) et impair (Z_{ci}) sont données par les expressions suivantes et qui sont exactes à 0.6% sur les gammes de $0.1 \leq u \leq 10$, $0.1 \leq g \leq 10$, et $1 \leq \varepsilon_r \leq 18$,

$$Z_{\text{ci}} = \frac{Z_c \sqrt{\frac{\varepsilon_{\text{eff}}}{\varepsilon_{\text{eff}}^i}}}{1 - Q_4 \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} Z_c / 377} \quad (\text{B.9})$$

$$Q_1 = 0.8685 \cdot u^{0.194}$$

$$Q_2 = 1 + 0.7519 \cdot g + 0.189 \cdot g^{2.31}$$

$$Q_3 = 0.1975 + \left[16.6 + \left(\frac{8.4}{g}\right)^6 \right]^{-0.387} + \frac{1}{241} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + \left(\frac{g}{3.4}\right)^{10}} \right]$$

$$Q_4 = \frac{2 \cdot Q_1}{Q_2} \cdot \frac{1}{u^{Q_3} \cdot \exp(-g) + [2 - \exp(-g)] u^{Q_3}}$$

Où Z_c est l'impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban simple de largeur W

$$Z_{cp} = \frac{Z_c \sqrt{\frac{\epsilon_{eff}}{\epsilon_p}}}{1 - Q_{10} \sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot Z_c / 377} \quad (\text{B.10})$$

$$Q_5 = 1.794 + 1.14 \ln \left[1 + \frac{0.638}{g + 0.517(g)^{2.43}} \right]$$

$$Q_6 = 0.2305 + \frac{1}{281.3} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + \left(\frac{g}{5.8}\right)^{10}} \right] + \frac{1}{5.1} \ln[1 + 0.598 \cdot g^{1.154}]$$

$$Q_7 = \frac{10 + 190 \cdot g^2}{1 + 82.3g^3}$$

$$Q_8 = \exp \left[-6.5 - 0.95 \ln(g) - \left(\frac{g}{0.15}\right)^5 \right]$$

Annexe C

C.1 Calcul des condensateurs interdigitaux

La capacité C d'un condensateur interdigital (fig. II.7a) est donnée comme suit :

$$C(\text{pF}) = 9.337 \times 10^{-5} \cdot l \cdot (\epsilon_r + 1)[0.11(n - 3) + 0.252] \quad (\text{C.1})$$

Ou

l: la longueur de condensateur (fig. III.7a)

n : le nombre de doigts de condensateur (fig. III.7a)

ϵ_r : Permittivité relative du substrat

C.2 Les impédances caractéristiques des filtres coupe bande à stub

Valeur à déterminer n: nombre de résonateur Z_A, Z_B : Impédance de terminaison $Z_i (i = 1 \text{ à } n)$: Impédance des résonateurs $Z_{i-1,i} (i = 2 \text{ à } n)$: Impédance de la ligne de connexion $\Lambda = a \cdot \Omega_1, \Omega_1$: fréquence de coupure de prototype passe bas
Cas n=1 $Z_1 = \frac{Z_A}{\Lambda \cdot g_1} \quad Z_B = \frac{Z_A}{\Lambda}$
Cas n=2 $Z_1 = Z_A \cdot \left(1 + \frac{1}{\Lambda \cdot g_1}\right), \quad Z_{12} = Z_A \cdot (1 + \Lambda \cdot g_1)$ $Z_2 = \frac{Z_A}{\Lambda \cdot g_2}, \quad Z_B = Z_A \cdot g_3$
Cas n=3 Z_1, Z_{12} et Z_2 sont les même que pour n=2 $Z_3 = \frac{Z_A}{g_4} \left(1 + \frac{1}{\Lambda \cdot g_3 \cdot g_4}\right), \quad Z_{23} = \frac{Z_A}{g_4} Z_3 = \frac{Z_A}{\Lambda \cdot g_3}$ $Z_B = \frac{Z_A}{g_4}$
Cas n=4 $Z_1 = Z_A \left(2 + \frac{1}{\Lambda g_1}\right), \quad Z_{12} = Z_A \left(\frac{1+2\cdot\Lambda g_1}{1+\Lambda g_1}\right)$ $Z_2 = Z_A \left(\frac{1}{\Lambda g_1} + \frac{g_0}{\Lambda g_2(1+\Lambda g_1)^2}\right), \quad Z_{23} = \frac{Z_A}{g_0} \left(\Lambda \cdot g_2 + \frac{1}{1+\Lambda g_1}\right)$ $Z_3 = \frac{Z_A}{\Lambda g_3}, \quad Z_{34} = \frac{Z_A}{g_5} (1 + \Lambda \cdot g_4 \cdot g_5)$ $Z_4 = \frac{Z_A}{g_5} \left(1 + \frac{1}{\Lambda g_4 g_5}\right), \quad Z_B = \frac{Z_A}{g_5}$

Cas n=5

$$\begin{aligned} Z_1, Z_{12}, Z_2, Z_{23}, Z_3 & \text{ Sont les même que pour } n=4 \\ Z_4 = Z_A \left(\frac{1}{1+\Lambda \cdot g_5 \cdot g_6} + \frac{g_6}{\Lambda \cdot g_4 (1+\Lambda \cdot g_5 \cdot g_6)^2} \right) & , Z_{34} = Z_A \left(\Lambda \cdot g_4 + \frac{g_6}{1+\Lambda \cdot g_5 \cdot g_6} \right) \\ Z_5 = Z_A \cdot g_6 \left(2 + \frac{1}{\Lambda \cdot g_5 \cdot g_6} \right) & , Z_{45} = Z_A \cdot g_6 \left(\frac{1+2 \cdot \Lambda \cdot g_5 \cdot g_6}{1+\Lambda \cdot g_5 \cdot g_6} \right) \\ Z_B = Z_A \cdot g_6 & \end{aligned}$$