**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA**



**F**aculté de **T**echnologie
**D**épartement du **G**énie **E**lectrique

## Mémoire de fin d'études de Master

Filière : Télécommunication
Spécialité : Systèmes de télécommunication

---

# Etude et simulation des filtres passe bande en technologie micro-ruban opérant en bande X

---

**Présentés par :**

MAROUANE Wiame
KHENAFIF Nihad

**Proposés et Dirigés par :**

Docteur SOUMALI Chaabane

**Promotion 2023**

# *Remerciment*

*Nous tenons tout d'abord à remercier ''ALLAH ''de nous avoir donné la capacité et la force pour terminer ce travail.*

*Nous tenons à remercier vivement notre encadreur* ***Soumali Chaabane***

*Pour l'orientation la confiance, la patience, qui ont constitué un rapport considérable,*

*Enfin, nous tenons également à remercier Le docteur* ***Rebiai Mohamed*** *,* ***Bouraiou Abdelouahab*** *d'avoir accepter de juger notre travail .*

# *Dédicace*

*je dédie ce travaille*

*A mes chères parents*

***Ahmed** et **Saliha***

*Pour leur patience leur amour et leurs encouragements*

*A mon chère frère*

*A mes chères sœurs*

*Sans oublier touts les professeurs que ce soit*

*du primaire, du moyen , de secondaire et de l'université*

*Merci beaucoup qui m'avez toujours les bonheur , et encouragé ces*

*années d'étude*

***Khenafif Nihad***

# *Dédicace*

*je dédie ce travaille*

*A mes chères parents*

***Ahmed** et **Meriem***

*Pour leur patience ,leur amour et leurs encouragements*

*A mes chères frères*

*A mes chères sœurs*

*Amon fiancé*

***Billel***

*Sans oublier touts les professeurs que ce soit*

*du primaire, du moyen , de secondaire et de l'université*

*Merci beaucoup qui m'avez toujours les bonheur , et encouragé ces*

*années d'étude*

***Marouane Wiame***

**Abstract :** The objective of this work is to study and design a $5^{th}$ order edge coupled Microstrip band pass filter for X-Band (8-12.4 GHz). The presented process includes estimating the filter parameters using analytical formulas, finding the corresponding low-pass prototype structure, transforming the low-pass network into a band-pass configuration, scaling of the band-pass configuration in impedance and in frequency to satisfy the specifications already imposed. The filter was simulated using *Ansoft designer SV2.2* software and implemented using a substrate having a dielectric constant of 10.8 and a substrate height of 0.635 mm. This filter was designed at a center frequency of 10 GHz with a bandwidth of 1.5 GHz. The overall performance of the edge-coupled Microstrip bandpass filter is judged by its insertion loss and return loss over the passband. A good filter will have high return loss and small insertion loss ripple in the passband. It is seen that the simulated insertion loss is less than -1.3 dB and the return loss is greater than -48 dB in the desired bandwidth.

## Résumé :

L'objectif de ce travail est d'étudier et de concevoir un filtre passe-bande d'ordre 5 en technologie micro-ruban couplé aux bords opérant dans la bande X (8-12,4 GHz). Le processus présenté comprend l'estimation des paramètres du filtre à l'aide de formules analytiques, la recherche de la structure prototype passe-bas correspondante, la transformation du réseau passe-bas en une configuration passe-bande, la mise à l'échelle de la configuration passe-bande en impédance et en fréquence pour satisfaire aux spécifications déjà imposées. Le filtre a été simulé à l'aide du logiciel *Ansoft designer SV2.2* et mis en œuvre à l'aide d'un substrat ayant une constante diélectrique de 10,2 et une hauteur de substrat de 0,635 mm. Ce filtre a été conçu à une fréquence centrale de 10 GHz avec une bande passante de 1,5 GHz. Les performances globales du filtre passe-bande Microstrip couplé aux bords sont jugées par sa perte d'insertion et sa perte de retour sur la bande passante. Un bon filtre aura une perte de retour élevée et une petite ondulation de perte d'insertion dans la bande passante. On voit que la perte d'insertion simulée est inférieure à -1.3 dB et la perte de retour est supérieure à -48 dB dans la bande passante souhaitée.

**ملخص** :

الهدف من هذا العمل هو دراسة و تصميم مرشح تمرير النطاق من الرتبة5 في تقنية الشريط الصغير المقترن بالحواف العاملة في النطاقX(8-12.4جيجا هرتز). تتضمن العملية المقدمة تقدير معلمات المرشح باستخدام الصيغ التحليلية , وايجاد هيكل النموذج الاولي المقابل ذي التمرير المنخفض, وتحويل شبكة التمرير المنخفض الى تكوين تمرير النطاق وقياس تكوين تمرير النطاق في المعاوقة و التردد لتلبية المواصفات فرضت بالفعل . تمت محاكاة المرشح باستخدام برنامج Ansoft designer SV2.2 وتم تنفيذه باستخدام ركيزة لها ثابت عازل 10.2 وارتفاع الركيزة0.635 مم . تم تصميم هذا المرشح بتردد مركزي يبلغ 10 جيجا هرتز مع عرض نطاق يبلغ 1.5 جيجا هرتز .يتم الحكم على الاداء العام لمرشح ممر النطاق Microstripالقترن بالحافة من خلال فقد الادخال وخسارة العودة عبر نطاق التمرير . المرشح الجيد سيكون له خسارة عودة عالية وتموج صغير لفقدان الادراج في نطاق المرور . نرى ان خسارة الادراج المحاكاة اقل من1.3-ديسيبل وخسارة العودة اكبر من 48 - ديسيبل في عرض النطاق المطلوب .

# Sommaire

**Introduction générale** ……... 1

## Chapitre 01 : Théorie du filtre

**1.1 Introduction** …… **2**

**1.2 Définition de filtrage**…….... **2**

1.2.1 Les type des filtres…….. **2**

- Filtre Passe bas…… **2**
- Filtre Passe bande…… **2**
- Filtre Passe haut …….. **2**
- Filtre Coupe bande ……. **2**

**1.3 Gabarit du filtre**..... **2**

**1.4 Fonction de transfert** …….. **4**

1.4.1 Réponse de Butterworth (plat au maximum)…….. **5**

1.4.2 Réponse de Chebyshev…… **6**

1.4.3 Réponse de la fonction elliptique…… **8**

1.4.4 Réponse gaussienne (Maximum Flat Group-Delay)……... **10**

1.4.5 Réponse passe- tout……. **11**

**1.5 Filtre et éléments Prototype passe bas** ……. **14**

1.5.1 Filtres prototypes passe-bas Butterworth……... **15**

1.5.2 Filtres prototypes passe-bas de Chebyshev…… **16**

1.5.3 Filtres prototypes passe-bas à fonction elliptique……... **18**

1.5.4 Filtres prototypes passe-bas passe-tout…….. **19**

**1.6 Fréquence et transformations élémentaires** …… **21**

1.6.1 Transformation passe-bas…….. **22**

1.6.2 Transformation passe-haut……. **22**

1.6.3 Transformation passe-Bande……... **23**

1 .6.4 Transformation coupe-bande…… **24**

## Chapitre 02 : Filtres micro ondes à base d'éléments distribués

**2.1Introduction**……..... **25**

**2.2 Lignes micro-ruban** ……. **25**

2.2.1 Structure du micro-ruban……... **25**

2.2.2 Ondes en micro-ruban…… **25**

2.2.3 Approximation quasi-TEM…… **26**

2.2.4 Constante diélectrique effective et impédance caractéristique…….. **26**

2.2.5 Longueur d'onde guidée, constante de propagation, vitesse de phase et longueur électrique…… **27**

2.2.6 Synthèse de W / h …… **28**

2.2.7 Effet de l'épaisseur des bandes…….. **29**

2.2.8 Dispersion en Micro ruban ……... **29**

2.2.9 Pertes de micro-ruban……... **30**

**2.3 Lignes Couplées**……. **31**

2.3.1 Capacités en mode pair et impair…….. **32**

2.3.2 Impédances caractéristiques en mode pair et impair et constantes diélectriques efficaces……. **34**

2.3.3 Équations de conception plus précises……... **34**

**2.4 Discontinuités et composantes** …….. **36**

2.4.1 Discontinuités des micro-rubans…… **36**

2.4.1.1 Discontinuité du type« step »…… **37**

2.4.1.2 Discontinuité du type circuit ouvert…….. **37**

2.4.1.3 Discontinuités Gap…… **38**

2.4.1.4 Discontinuité type coude…….. **40**

2.4.2 Composants de micro-ruban…… **40**

2.4.2.1 Inductances et condensateurs regroupés……..... **40**

2.4.2.1.1 Conception des inductances …….. **42**

2.4.2.1.2 Conception des condensateurs……. **43**

2.4.2.2 Éléments Quasi groupés……. **44**

2.4.2.2.1 Sections de lignes courtes à impédance élevée et basse …….. **44**

2.4.2.2.2 Stubs en circuit ouvert et en court-circuit…… **46**

2.4.2.3 Résonateur…….. …….. **47**

## Chapitre 03 : Filtre passe band en technologie micro-ruban

**3.1 Introduction** …… **50**

**3.2 Filtre passe bande à basse de ligne micro-ruban couplées**……. **50**

3.2.1Filtre à base de lignes couplée à l'extrémité ''end coupled ''…….. **50**

3.2.2 Filtre à base de lignes couplées en parallèle (edge-coupled) ……... **51**

**3.3 Filtre passe-bande Hairpin-line** ……... **53**

**3.4 Filtre passe bande interdigital** …….. **54**

# Chapitre 04 :Simulation et Résultat

**4 .1 Introduction**…… **60**

**4.2 simulateur Anasoft designer S .V2**…… **60**

4.2.1 Définition et description…….. **60**

**4.3 Conception d'un filtre passe bas**…… **62**

4 .3.1 Cahier de charge……. **62**

4.3.2 filtre prototype passe-bas…… **63**

4.3.3 Transformation d'élément et de fréquence…….. **64**

4.3.3.1 Calcul des éléments…… **64**

4.3.3.2 représentation shéma de filtre…… **66**

4.3.3.3 La réponse du filtre……. **66**

4.3.5 Modèle du filtre a base de ligne de transmission couplée…… **67**

4.3.5.1 configurations générales du filtre …….. **67**

4.3.5.2 les équations de conceptions……. **67**

4.3.5.3 Alimentation du filtre …… **69**

4.3.6 Simulation et résultat …….. **70**

4. 3.6.1 résultats et discussion…… **71**

**Conclusion Générale** …… **72**

# Liste des Figures

## Chapitre 01

**Figure 1.1** Filtre passe bas…….... **3**

**Figure 1.2** Filtre passe-haut……. **3**

**Figure 1.3** Filtre passe bande……... **3**

**Figure 1.4** Filtre coupe bande…….. **4**

**Figure 1.5** Réponse passe-bas de Butterworth (plat au maximum)……. **5**

**Figure 1.6** Répartition des pôles pour la réponse de Butterworth (plat au maximum)……. **6**

**Figure 1.7** Réponse de Chebyshev…….. **7**

**Figure 1.8** Distribution des pôles pour la réponse de Chebyshev…….. **8**

**Figure 1.9** Réponse passe-bas de la fonction elliptique……... **8**

**Figure1.10** Tracé de la fonction rationnelle elliptique……... **9**

**Figure 1.11** Réponse gaussienne (retard de groupe maximal plat) : (a) amplitude; (b) retard de groupe……..... **11**

**Figure 1.12** Caractéristiques du réseau passe-tout de type C à section unique a) diagramme pôle-zéro; b) réponse de groupe-retard……..... **13**

**Figure 1.13** Caractéristiques du réseau passe-tout de type D à section unique : a) diagramme pôle-zéro; b) réponse de groupe-retard…….. **13**

**Figure 1.14** Filtres prototypes passe-bas pour filtres tous pôles avec (a) un rése d'échelle structure et (b) son dual…… **14**

.

**Figure 1.15 :** Etapes de conception des filtres……. **15**

**Figure 1.16 :** Filtres prototypes passe-bas pour filtres à fonction elliptique avec (a) branches à résonance parallèle en série ; (b) doubles avec branches à résonance série en shunt…….. **19**

.

**Figure 1.17** Filtres prototypes passe-bas pour filtres passe tout : (a) unité de réseau de base dans une structure en treillis ; (b) les éléments de réseau pour le prototype de type C, passe-tout, passe-bas ; (c) les éléments de réseau pour le prototype de type D, passe-tout,

passe-bas…… **20**

## Chapitre 02

**Figure 2.1** Structure générale du micro-ruban……..... **25**

**Figure 2.2** Coupe transversale des lignes de micro-ruban couplée……. **32**

**Figure 2.3** Modes quasi-TEM d'une paire de lignes de micro-ruban couplées. (a) Mode pair;(b) mode impair……..... **32**

**Figure 2.4** Principales discontinuités……. **37**

**Figure 2.4a** discontinuité step…… **38**

**Figure 2.4b** discontinuité de circuit ouvert……. **38**

**Figure 2.4c** discontinuité gap……. **39**

**Figure 2.4d** Discontinuité type coude……..... **40**

**Figure 2.5** Inducteurs à éléments groupés : a) ligne à haute impédance; b) ligne de méandre; c) spirale circulaire; d) spirale carrée; e) représentation de leur circuit idéal…… **41**

**Figure 2.6** Condensateurs à éléments groupés : (a) condensateur interdigital ; (b) condensateur MIM ; (c) représentation du circuit idéal……... **42**

**Figure 2.7** Élément de ligne courte à haute impédance…….. **44**

**Figure 2.8** Élément de ligne courte à faible impédance…… **45**

**Figure 2.9** Tronçons courts : a) tronçons en circuit ouvert; b) tronçons en court-circuit…… **46**

**Figure 2.10** Quelques résonateurs typiques de micro-onde : (a) résonateur à éléments agglomérés; b) résonateur à élément quasilumpé; c) résonateur $\lambda_{g0}/4$ lignes (résonance de série shunt); d) résonateur $\lambda_{g0}/4$ lignes (résistance en parallèle); e) le coordonnateur de ligne $\lambda_{g0}/2$; f) résonateur circulaire; g) résonateur de patch circulaire; h) résonateur de patch triangulaire……..... **48**

## Chapitre 03

**Figure 3.1** Configuration générale du filtre passe-bande microbande à couplage d'extrémité…… **50**

**Figure 3.2** Structure générale du filtre passe-bande microbande couplé en parallèle (edge-coupled)…….. **52**

**Figure 3.3** (a) Disposition d'un filtre passe-bande à cinq pôles, à barrettes, sur un substrat de 1,27 mm d'épaisseur avec un constant diélectrique relatif de 6,15. (b) Performance simulée du filtre…….. **54**

**Figure 3.4** Configuration générale du filtre passe-bande interdigital. ……..... **55**
**Figure 3. 5** Mises en page de micro-ruban pour les simulations EM à ondes complètes pour extraire les impédances en mode pair et impair. (a) Excitation en mode pair. (b) Excitation en mode impair……..... **57**

## Chapitre 04

**Figure 4.1** la fenêtre d'Ansoft designer S.V.2…… **60**

**Figure 4.2** conception des filtres…… **61**

**Figure 4.3** les composants de conception des circuits…… **61**

**Figure 4.4** Etapes de conception des filtres…… **62**

**Figure 4.5** Filtres prototypes passe-bas pour filtres à fonction elliptique avec (a) branches à résonance parallèle en série ; (b) doubles avec branches à résonance série en shunt……. **63**
**Figure 4.6** Prototypage passe-bas en transformation passe-bande des éléments……... **65**

**Figure 4.7** conversation filtre prototype passe bas à filtre passe bande……. **66**
**Figure 4.8** Filter Design Wizard (FDW) Résultat simulé pour la perte d'insertion et la réponse de perte de retour du filtre passe de bande Micro-ruban à couplage de 5ème ordre…….. **66**
**Figure 4.9** Structure générale d'un filtre passe-bande à micro-ruban (bord) parallèle…… **67**

**Figure 4.10** dimensions du filtre de l'entrée et de sorti……. **69**
**Figure 4.11** Configuration du modèle physique du filtre passe-bande couplée en parallèle…… **70**
**Figure 4.12** Résultat simulé pour la perte d'insertion et la perte de retour du filtre passe bande de micro-ruban couplage en parallèle du 5ème ordre (Ligne rouge = perte d'insertion, ligne bleue = perte de retour)…… **70**
**Figure 4.13** Disposition 3D du filtre passe-bande micro-ruban à couplage en parallèle du 5ème ordre…… **71**

# Liste des Tableaux

**Tableau 1.1 :** Valeurs des éléments pour les filtres prototypes passe-bas de Butterworth ($g_{0=}$ 1.0 , $\Omega_c$=1, $L_{Ar}$=3.01 dB en $\Omega_c$)…… **16**

**Tableau 1.2** Valeurs des éléments pour les filtres prototypes passe-bas de Chebyshev ($g_0$ = 1.0, $\Omega$c =1)……..... **18**

**Tableau 4.1** Cahier de charge de filtre……. **62**

**Tableau 4.2** Valeurs des éléments $g_i$ pour les filtres prototypes passe-bas de Chebyshev……. **63**

**Tableau 4.3** Les valeurs de prototype pour l'ordre *n*=5…… **64**

**Tableau 4.4** Valeur des éléments Prototypage passe-bas en transformation passe-bande……. **65**

**Tableau 4.5** paramètre de conception du filtre……... **68**

**Tableau 4.6** Paramètres de conception du circuit du filtre à demi-longueur d'onde à couplage parallèle à cinq pôles……. **68**

**Tableau 4.7** Paramètres de conception du filtre a cinq pôles filtre résonateur à demi-longueur d'onde couplé en parallèle……. **69**

# Liste d’abréviations

**RF :** radiofréquences

**VSWR :** Le rapport d’ondes stationnaires de tension maximal

$\omega_c$**:** Fréquence de coupure

**FBW :** La Bande passante fractionnaire

$\varepsilon_r$**:** Constante d’électrique relative

$\varepsilon_{re}$ **:** Constante d’électrique effective

**TEM :** Transverse électromagnétique

$Z_c$**:** L’impédance caractéristique

$\lambda_g$ **:** La longueur d’onde guidée

$\beta$**:** La constante de propagation

$v_p$**:** La vitesse de phase

**C :** La vitesse de la lumière dans l’espace libre

# Introduction générale

# Introduction générale

L'ingénierie moderne des micro-ondes et des radiofréquences (RF) est un domaine passionnant et dynamique, dû en grande partie à la symbiose entre les progrès récents de la technologie des appareils électroniques modernes et l'explosion de la demande de capacité de communication voix, données et vidéo qui a commencé dans les années 1990. et continue jusqu'à présent. Les filtres hyperfréquences et RF sont largement utilisés dans les systèmes de communication afin de faire la distinction entre les fréquences de signal utiles et indésirables. Les domaines de l'ingénierie micro-ondes et RF englobent la conception et la mise en œuvre de systèmes électroniques utilisant des fréquences dans le spectre électromagnétique d'environ 300 kHz à plus de 300 GHz .

Les applications émergentes telles que les communications sans fil continuent de progresser à l'aide de filtres RF/micro-ondes avec des exigences toujours plus strictes telles que des performances plus élevées, une taille plus petite, Poids plus léger et moindre coût. Les filtres micro-ruban sont utilisés dans divers systèmes hyperfréquences tels que les radars, les systèmes de mesure et de test, les communications par satellite, etc. Ils sont largement utilisés dans les systèmes de navigation et de localisation, les systèmes de surveillance civils et militaires, l'imagerie hyperfréquence pour les applications civiles et militaires, etc. Ils offrent des avantages tels qu'un faible prix, un faible volume, une sélectivité élevée et une structure simple.

Dans ce travail, la conception d'un filtre passe-bande couplé aux bords réalisé en technologie micro-ruban est présentée. Le processus présenté comprend l'estimation des paramètres du filtre à l'aide de formules analytiques, la simulation de la technologie micro-ruban dans un simulateur de circuit. Dans cette étude, nous utiliserons le logiciel Ansoft Designer V2.2 pour mesurer la perte d'insertion et la perte de retour du filtre conçu sur la bande passante de la bande X(8-12.4 Ghz) .

# Chapitre01

## 1.1 Introduction

Les filtres sont des sous-systèmes essentiels dans une grande variété de systèmes électroniques. Leurs applications sont innombrables. En pratique, aucun système électronique ne peut exister sans filtres. Ils sont classés par technologies en étant passif, actif, analogique ou numérique. Dans ce chapitre, nous présentons une étude bibliographique sur les Théories des filtres

## 1.2 Définition de filtrage :

Le filtrage est l'action qui sert à éliminer une fréquence ou une bande de fréquence, ou inversement, à favoriser une fréquence ou une bande de fréquences. Autrement dit, c'est l'action de modifier les composantes spectrales d'un signal électrique [1].

### 1.2.1 Les type des filtres:

On distingue quatre familles de filtres, passe bas, passe bande, passe haut et coupe bande[1].

- **Filtre Passe bas :**

Le filtre passe bas est un filtre qui laisse passer les basses fréquences et qui atténue les hautes fréquences, c'est-à-dire les fréquences supérieures à la fréquence de coupure. Il pourrait également être appelé filtre coupe-haut.

- **Filtre Passe bande :**

Le filtre passe bande est un filtre ne laissant passer qu'une bande ou intervalle de fréquences compris entre une fréquence de coupure basse et une fréquence de coupure haute.

- **Filtre Passe haut :**

Le filtre passe haut est un filtre qui laisse passer les hautes fréquences et qui atténue les basses fréquences.

- **Filtre Coupe bande :**

Le dernier type de filtre étudié est le filtre coupe bande. Ce genre de filtre permet de tout passer à la sortie sauf certaines fréquences.

## 1.3 Gabarit du filtre :

Les spécifications d'un filtre sont généralement données à partir de son gabarit, c'est à dire la courbe d'atténuation G en décibels (dB) en fonction de la fréquence qui précise en particulier les points suivants :

- Le type du filtre : passe bas, passe bande, passe haut, coupe bande.
- La fonction d'approximation : Butter Worth, Tchebychev.
- La largeur de bande et les fréquences de coupure.
- L'atténuation maximale *Gp* tolérée dans la bande et la réjection, ou atténuation minimale, requise hors bande *Ga*.

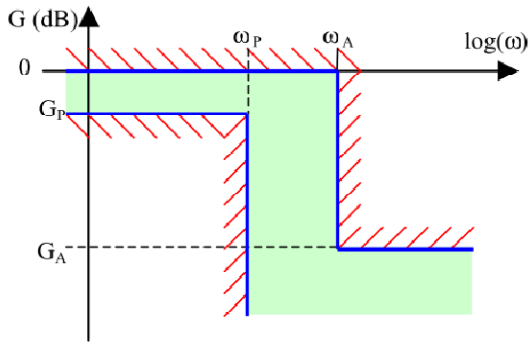



**Figure 1.1 Filtre passe bas.**

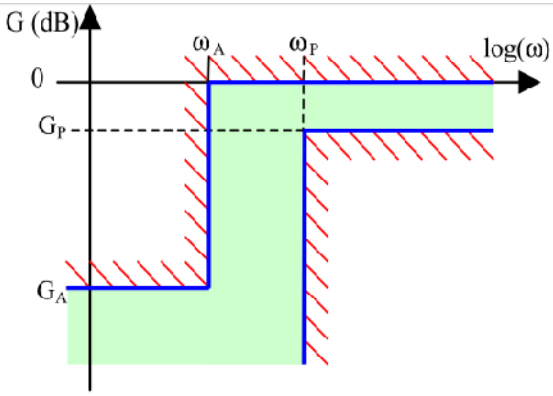



**Figure 1.2 Filtre passe-haut.**

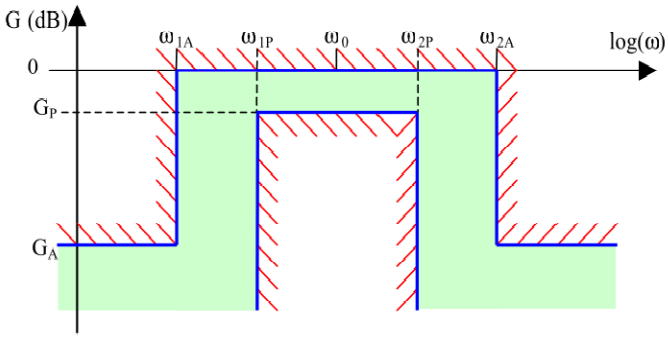



**Figure 1.3 Filtre passe bande.**

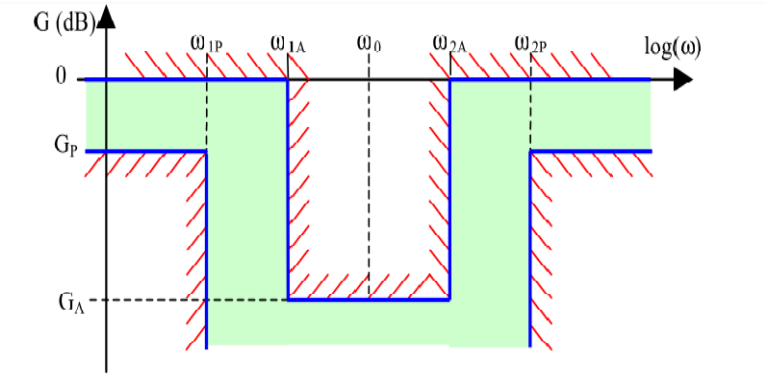



**Figure 1.4 Filtre coupe bande.**

## 1.4 Fonction de transfert :

La fonction de transfert d'un réseau de filtres à deux ports est une description mathématique des caractéristiques de réponse du réseau, à savoir l'expression mathématique de $S_{21}$. En de nombreuses occasions, une fonction de transfert d'amplitude au carré pour un réseau de filtres passifs sans perte est définie comme :

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 F_n^2} \tag{1.1}$$

où ε est une constante d'ondulation, $F_n(\Omega)$ représente la fonction de filtrage ou caractéristique, et Ω est une variable de fréquence.
Pour les réseaux linéaires invariants dans le temps, la fonction de transfert peut être définie comme une fonction rationnelle, c'est-à-dire :

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \tag{1.2}$$

Où $N(p)$ et $D(p)$ sont des polynômes dont la variable est la fréquence complexe $p = \sigma + j\Omega$ .
Pour un réseau passif sans perte, la fréquence Neper $\sigma = 0$ et $p = j\Omega$ [2 ,3] .Pour une fonction de transfert donnée de l'éq. (1.1), peut être calculé par

$$L_A(\Omega) = 10\ log \frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2} dB \tag{1.3}$$

On a $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$ pour un réseau passif sans perte à deux ports, la réponse de perte de retour du filtre sera alors :

$$L_R(\Omega) = 10 \log\lfloor 1 - |S_{21}(j\Omega)|^2 \rfloor dB \tag{1.4}$$

Si une fonction de transfert rationnel est disponible, la réponse de phase du filtre peut être trouvée comme

$$\emptyset_{21}(\Omega) = Arg\ S_{21}(j\Omega) \tag{1.5}$$

La réponse retard -groupe de ce réseau peut alors être calculée par

$$\tau_d(\Omega) = -\frac{d\emptyset_{21}(\Omega)}{d\Omega} s \tag{1.6}$$

Où $\phi_{21}(\Omega)$ est en radians et Ω en rad/s.

### 1.4.1 Réponse de Butterworth (plat au maximum)

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

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\Omega^{2n}} \tag{1.7}$$

Où *n* est le degré ou l'ordre du filtre, qui correspond au nombre d'éléments réactifs requis dans le filtre prototype passe-bas. Ce type de réponse est aussi appelé au maximum plat, parce que sa fonction de transfert d'amplitude au carré qui est définie dans l'éq. (1.7) à le nombre maximum de (2n -1) dérivés nuls à Ω = 0. Par conséquent, l'approximation maximale du filtre passe-bas idéal dans la bande de passe est la meilleure à Ω = 0, mais se détériore à Ω mesure que l'on approche de la fréquence de coupure $\Omega_c$. La figure1.5 montre une réponse typique à plat maximum.

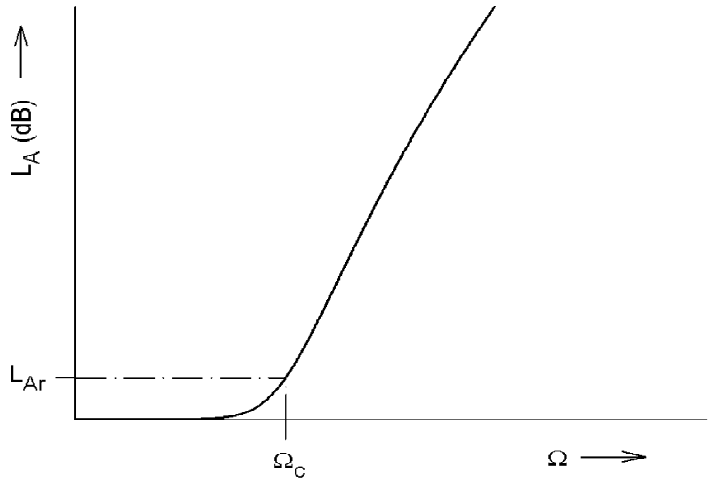



**Figure 1.5 Réponse passe-bas de Butterworth (plat au maximum).**

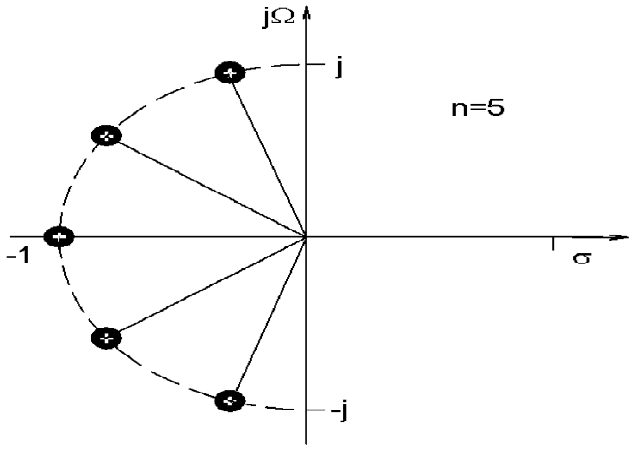



**Figure 1.6 Répartition des pôles pour la réponse de Butterworth (plat au maximum).**

Une fonction de transfert rationnel construite à partir de l'équation (1.7) est [2, 3]

$$S_{21}(p) = \frac{1}{\prod_{i=1}^{n}(p-p_i)} \tag{1.8}$$

Avec

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

Il n'y a pas de transmission de fréquence finie zéro [tous les zéros de $S_{21}(p)$ sont à l'infini], et les pôles pi se trouvent sur le cercle de l'unité dans le demi-plan gauche à des espacements angulaires égaux, puisque |pi | = 1 et Arg pi = (2i -1)π/2n. Cela est illustré à la figure (1.6).

## 1.4.2 Réponse de Chebyshev

La figure (1.7) illustre la réponse de Chebyshev qui montre la bande passante à ondulation égale et la bande passante à plat maximal. La fonction de transfert d'amplitude au carré qui décrit ce type de réponse est :

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 T_n^2} \tag{1.9}$$

Où la constante d'ondulation $\varepsilon$ est liée à une bande passante donnée ondulation $L_{Ar}$ en dB par :

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \tag{1.10}$$

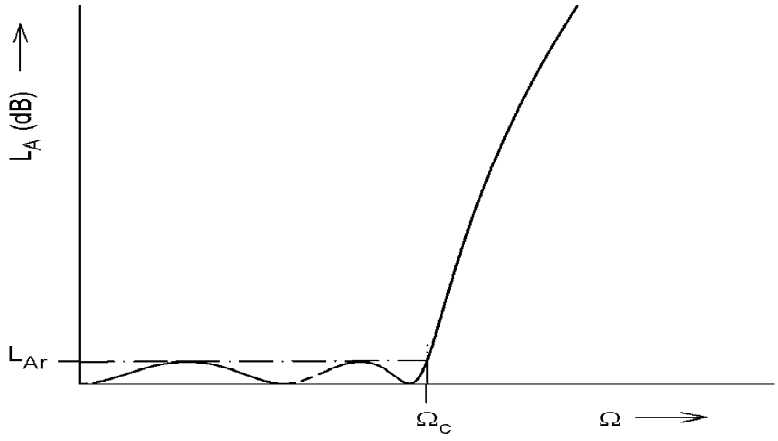



**Figure 1.7 Réponse de Chebyshev.**

$T_n(\Omega)$ est une fonction de Chebyshev du premier type d'ordre *n*, qui est défini comme

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} cos(n\, cos^{-1}\, \Omega) & |\Omega| \leq 1 \\ cosh(n\, cosh^{-1}\, \Omega) & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \tag{1.11}$$

Par conséquent, les filtres réalisés à partir d'éq (1.9) sont communément appelés filtres Chebyshev. Rhodes [3] a dérivé une formule générale de la fonction de transfert rationnel de l'éq. (1.9) pour le filtre de Chebyshev, c'est-à-dire :

$$S_{21}(p) = \frac{\prod_{i=1}^{n}[\eta^2 + sin^2(i\pi/n)]^{1/2}}{\prod_{i=1}^{n}(p+p_i)} \tag{1.12}$$

Avec

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

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

Comme pour le cas plat au maximum, tous les zéros de transmission de $S_{21}(p)$ sont situés à l'infini. Par conséquent, les filtres Butterworth et Chebyshev traités jusqu'à présent sont parfois appelés filtres multipolaires. Cependant, les emplacements des pôles pour le cas de Chebyshev sont différents et reposent sur une ellipse dans le demi-plan gauche. L'axe principal de l'ellipse est sur l'axe jΩ et sa taille est $\sqrt{1+\eta^2}$ ; l'axe mineur est sur l'axe σ et de taille η. La distribution des pôles est montrée, pour n = 5, dans la figure (1.8).

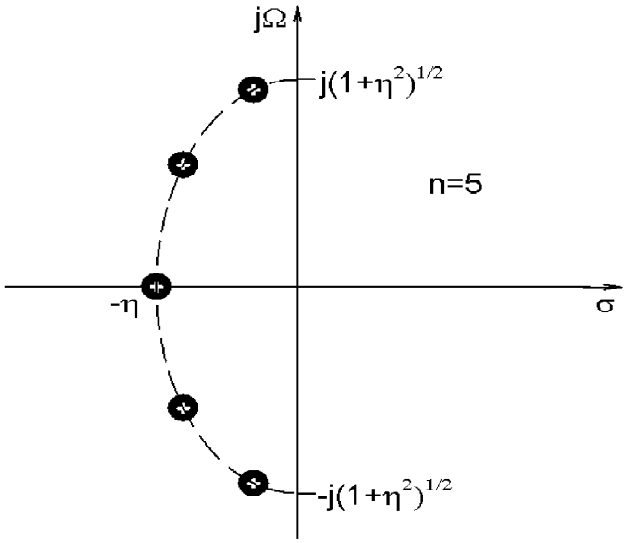



**Figure 1.8 Distribution des pôles pour la réponse de Chebyshev.**

## 1.4.3 Réponse de la fonction elliptique

La réponse, qui est égale à la fois dans le passe-bande et dans le stop-bande, est la réponse de la fonction elliptique, comme illustré à la figure (1.9). La fonction de transfert pour ce type de réponse est

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 F_n^2} \tag{1.13a}$$

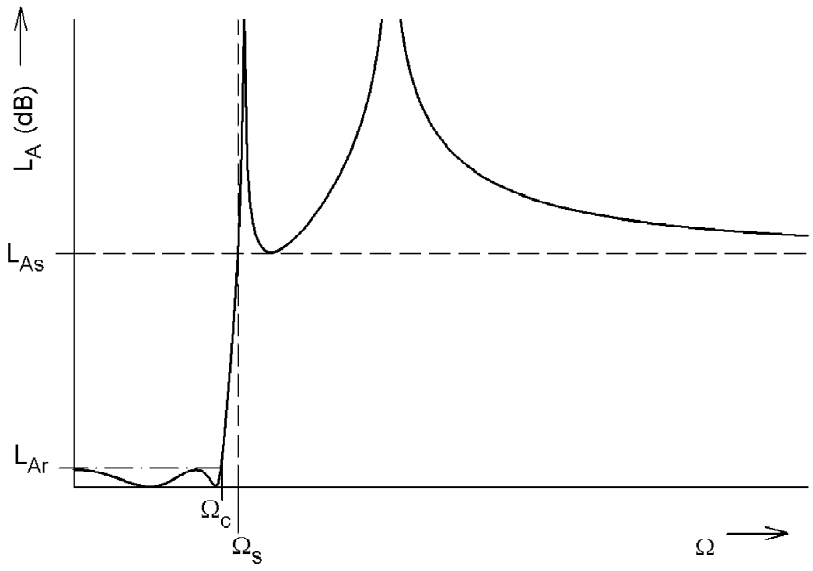



**Figure 1.9 Réponse passe-bas de la fonction elliptique.**

Avec

$$F_n(\Omega) = \begin{cases} M \dfrac{\prod_{i=1}^{n/2}(\Omega_i^2 - \Omega^2)}{\prod_{i=1}^{n/2}(\Omega_s^2/\Omega_i^2 - \Omega^2)} & pour\ n\ paire \\ N \dfrac{\Omega \prod_{i=1}^{(n-1)/2}(\Omega_i^2 - \Omega^2)}{\prod_{i=1}^{(n-1)/2}(\Omega_s^2/\Omega_i^2 - \Omega^2)} & pour\ n\ (\geq 3)\ impair \end{cases} \quad (1.13b)$$

Où $\Omega_i$ ($0 < \Omega_i < 1$) et $\Omega_s > 1$ représentent certaines fréquences critiques; M et N sont des constantes à définir [4,5]. $F_n(\Omega)$ oscillera entre $\pm 1$ pour $|\Omega| < 1$ et $|F_n(\Omega) = \pm 1| = 1$.La figure 1.10 représente les deux courbes oscillantes typiques pour n = 4 et n = 5.

L'inspection de $F_n(\Omega)$ dans l'éq (1.13b) montre que ses zéros et ses pôles sont inversement proportionnels, la constante de proportionnalité étant $\Omega_s$ . Une propriété importante de ceci est que si $\Omega_i$ peux être trouvé tel que $F_n(\Omega)$ a des ondulations égales dans le passe-bande , il aura automatiquement des ondulations égales dans le coupe-band. Le paramètre $\Omega_s$ est la fréquence à laquelle commence l'arrêt à ondulation égale.

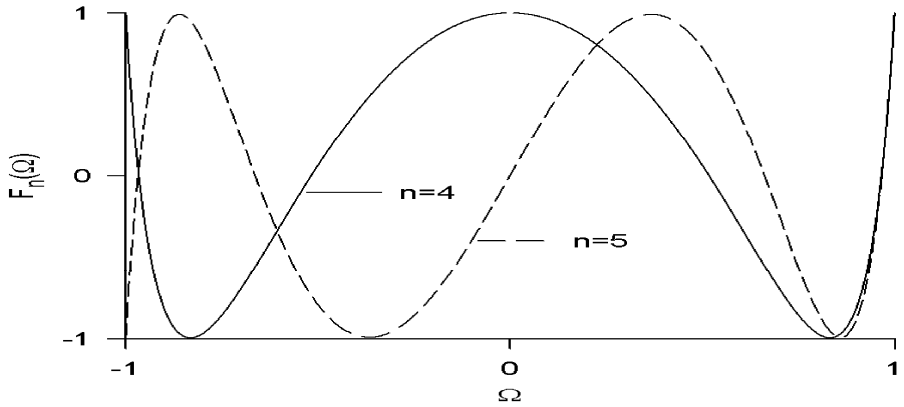



**Figure1.10 Tracé de la fonction rationnelle elliptique**

La fonction de transfert donnée dans l'éq (1.13) peut conduire à des expressions contenant des fonctions elliptiques; pour cette raison, les filtres qui affichent une telle réponse sont appelés filtres de fonction elliptique, ou simplement des filtres elliptiques. Ils peuvent aussi être appelés occasionnellement filtres de Cauer, après la personne qui a introduit la fonction de ce type [6].

### 1.4.4 Réponse gaussienne (Maximum Flat Group-Delay)

La réponse gaussienne est approchée par une fonction de transfert rationnel [4]

$$S_{21}(p) = \frac{a_0}{\sum_{K=0}^{n} a_K p^K} \tag{1.14}$$

Où p = σ + jΩ est la variable de fréquence complexe normalisée, et les coefficients sont donnés par :

$$a_K = \frac{(2n-K)!}{2^{n-K}!(n-K)!} \tag{1 .15}$$

Cette fonction de transfert possède un retard de groupe qui a un nombre maximum possible de zéro dérivés par rapport à Ω pour Ω= 0, C'est pourquoi on dit que le retard de groupe est au maximum plat autour de Ω= 0 et est, en un sens, complémentaire à la réponse de Butterworth, qui a une amplitude au maximum plate. À l'origine, W. E.Thomson [7] a calculé l'approximation du délai maximum par groupe plat ci-dessus. Les polynômes résultants en éq (1.14). avec les coefficients donnés en éq (1.15) sont liés aux fonctions de Bessel. Pour ces raisons, les filtres de ce type sont aussi appelés filtres Bessel et/ou Thomson.

La figure 1.11 montre deux réponses gaussienne typiques pour *n* = 3 et *n* = 5, obtenues à partir de l'éq (1.14). En général, les filtres gaussiens ont une faible sélectivité, comme le montrent les réponses d'amplitude de la figure 1.11a . Avec l'ordre croissant du filtre *n*, la sélectivité s'améliore peu et la perte d'insertion en décibels s'approche de la forme gaussienne [2]

$$L_A(\Omega) = 10 \log e^{\frac{\Omega^2}{(2n-1)}} dB \tag{1.16}$$

L'utilisation de cette équation donne la largeur de bande de 3 dB comme :

$$\Omega_{3dB} \approx \sqrt{(2n-1)} \ln 2 \tag{1.17}$$

Ou approximation est bonne pour n ≥3. Par conséquent, contrairement à la réponse de Butterworth, la bande passante de 3 dB d'un filtre gaussien est une fonction de l'ordre du filtre ; plus l'ordre du filtre est élevé, plus la bande passante de 3 dB est large.

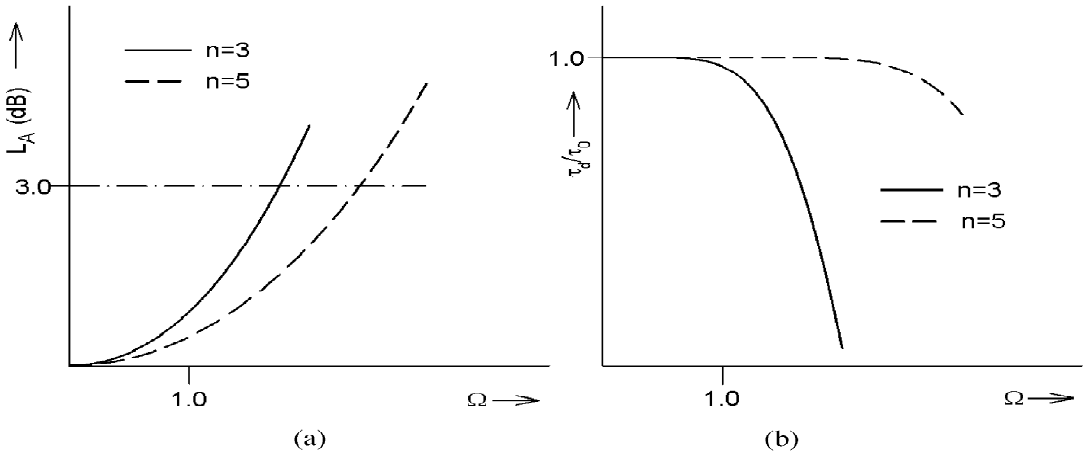



**Figure 1.11 Réponse gaussienne (retard de groupe maximal plat) : (a) amplitude; (b) retard de groupe.**

Cependant, les filtres gaussiens ont un retard de groupe assez plat dans la bande de indiqué à la figure 1.11b , où le délai de groupe est normalisé par $\tau_0$, qui est le délai à la fréquence zéro et est inversement proportionnel à la largeur de bande de la bande passante. Si nous laissons $\Omega = \Omega_c = 1$ rad/s être une bande passante de référence, alors $\tau_0 = 1$.Avec l'ordre croissant du filtre $n$ , le délai de groupe est plat sur une plage de fréquence plus large. Par conséquent, un filtre gaussien d'ordre élevé est généralement utilisé pour obtenir un retard de groupe plat sur une large bande passante.

## 1.4.5 Réponse passe- tout

Les égaliseurs externes de retard de groupe, qui sont réalisés en utilisant des réseaux passe-tout, sont largement utilisés dans les systèmes de communication. La fonction de transfert d'un réseau passe-tout est définie par :

$$S_{21}(p) = \frac{D(-p)}{D(p)} \tag{1.18}$$

Où $p = \sigma + j\Omega$ est la variable de fréquence complexe et D(p) est un polynôme Hurwitz strict. Aux fréquences réelles ($p = j\Omega$ ), $|S_{21}(j\Omega)|^2 = S_{21}(p)\, S_{21}(-p) = 1$ de sorte que la réponse d'amplitude est unité à toutes les fréquences, c'est pourquoi on l'appelle le réseau passe-tout. Cependant, il y aura un changement de phase et un retard de groupe produits par le réseau tout-passe.

Nous pouvons exprimer l'éq (1.18) aux fréquences réelles comme $S_{21}(j\Omega) = e^{j\varphi 21(\Omega)}$ ,le déphasage d'un réseau passe-tout est alors et le retard de groupe est donné par :

$$\emptyset_{21}(\Omega) = -j\, lnS_{21}(j\Omega) \tag{1.19}$$

Une expression pour un polynôme Hurwitz strict D(p) est

$$\tau_d(\Omega) = -\frac{d\emptyset_{21}(\Omega)}{d\Omega} = j\frac{d(lnS_{21}(j\Omega))}{d\Omega}$$

(1.20)

$$= j\left(\frac{1}{D(-p)}\frac{dD(-p)}{dp} - \frac{1}{D(p)}\frac{dD(p)}{dp}\right)\frac{dp}{d\Omega}|p = j\Omega$$

Une expression pour un polynôme Hurwitz strict D(p) est

$$D(p) = (\prod_{K=1}^{n}[p - (-\sigma_K)])(\prod_{i=1}^{m}[p - (-\sigma_i + j\Omega_i)].[p - (-\sigma_i - j\Omega_i)]) \quad (1.21)$$

Où $-\sigma_k$ pour $\sigma_k > 0$ sont les vraies racines de gauche, et $-\sigma_i \pm j\Omega_i$ pour $\sigma_i > 0$ et $\Omega_i > 0$ sont les racines de gauche complexes de D(p), respectivement. Si tous les pole et zéros d'un réseau passe- tout sont situés le long de l'axe σ, un tel réseau est dit être composé de sections de type C et, par conséquent, appelé réseau passe- tout de type C. D'autre part, si les pôles et zéros de la fonction de transfert en éq (1.18). sont tous complexes avec symétrie quaternaire sur l'origine du plan complexe, le réseau résultant est appelé réseau passe-tout de type D composé de sections de type D seulement En pratique, un réseau passe -tout souhaité peut être construit par une connexion en cascade de sections individuelles de type C et D. Il est donc intéressant de discuter de leurs caractéristiques séparément.

Pour un réseau passe-tout de type C à section unique, la fonction de transfert est

$$S_{21}(p) = \frac{-p+\sigma_K}{p+\sigma_K} \quad (1.22a)$$

Et le retard de groupe constaté par l'équation (1.20) est

$$\tau_d(\Omega) = \frac{2\sigma_K}{\sigma_K^2+\Omega^2} \quad (1.22b)$$

La figure 1.12 illustre le diagramme pôle zéro et les caractéristiques groupe-retard de ce réseau.

De même, pour un réseau à section unique, de type D, passe -tout, la fonction de transfert est

$$S_{21}(p) = \frac{[-p-(-\sigma_i+j\Omega_i)].[p-(-\sigma_i-j\Omega_i)]}{[p-(-\sigma_i+j\Omega_i)].[p-(-\sigma_i-j\Omega_i)]} \quad (1.23a)$$

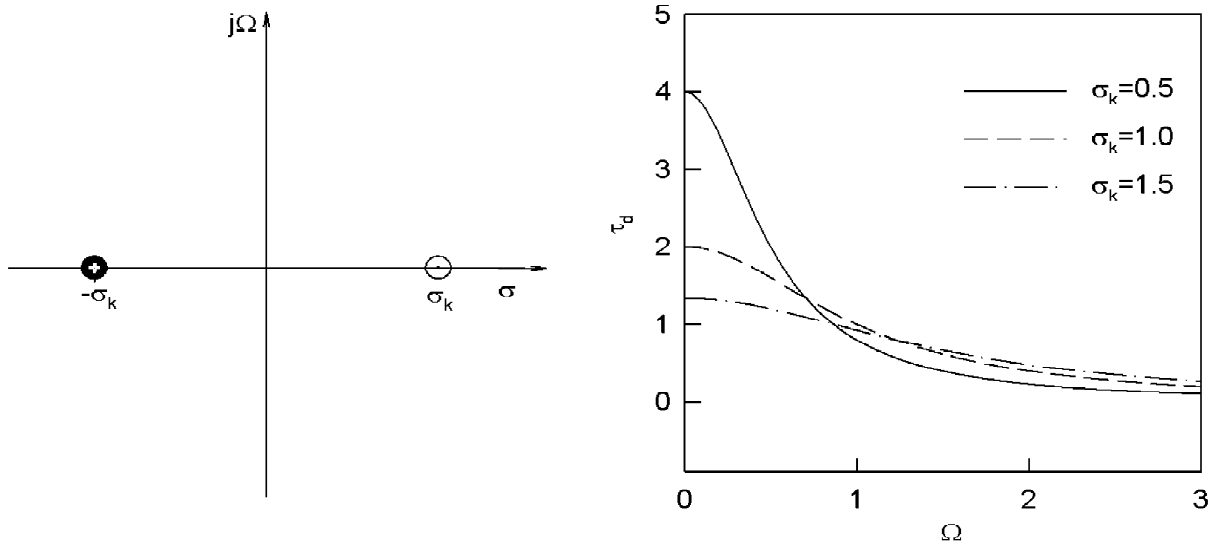



**Figure 1.12 Caractéristiques du réseau passe-tout de type C à section unique :**

**a) diagramme pôle-zéro; b) réponse de groupe-retard.**

Et le retard de groupe est

$$\tau_d(\Omega) = \frac{4\sigma_i\left[(\sigma_i^2+\Omega_i^2)+\Omega^2\right]}{\left[(\sigma_i^2+\Omega_i^2)+\Omega^2\right]^2+(2\sigma_i\Omega)^2} \qquad (1.23b)$$

La figure 1.13 illustre les caractéristiques du diagramme pôle-zéro et groupe-retard de ce réseau.

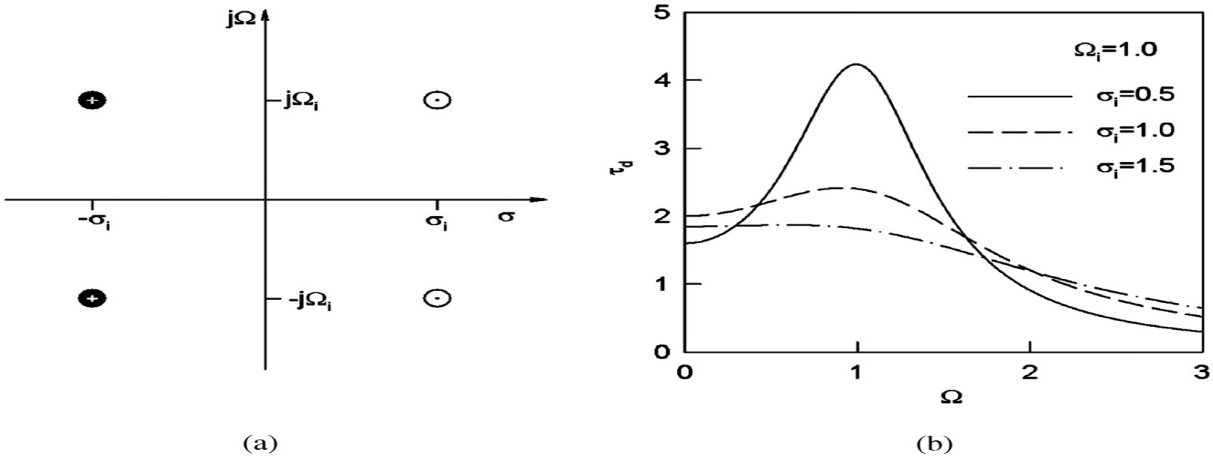



**Figure 1.13 Caractéristiques du réseau passe-tout de type D à section unique : a) diagramme pôle-zéro; b) réponse de groupe-retard.**

## 1.5 Filtre et éléments Prototype passe bas :

Filtrer les synthèses pour réaliser les fonctions de transfert, telles que celles abordées dans la section précédente, se traduisent généralement par les filtres prototypes dits passe-bas [8–9]. En général, un filtre prototype passe-bas est défini comme un filtre dont les valeurs d'éléments sont normalisées pour rendre la résistance ou la conductance de la source égale à l'unité, représentée par $g_0 = 1$, et la fréquence angulaire de coupure à l'unité, représentée par $\Omega_c = 1$ (rad/s). Par exemple, la figure 1.14 montre deux formes possibles d'un prototype de filtre passe-bas n-pôle pour réaliser une réponse de filtre tout pôle, y compris Butterworth, Chebyshev, et les réponses gaussiennes. L'un ou l'autre formulaire peut être utilisé parce que les deux sont doubles et donnent la même réponse.

Il convient de noter qu'à la figure 1.14, $g_i$ pour $i$ = 1à $n$ représente soit l'inductance d'un inducteur série, soit la capacité d'un condensateur en dérivation; $n$ est donc également le nombre d'éléments réactifs. Si $g_1$ est la capacité shunt ou l'inductance série, alors $g_0$ est défini comme la résistance de la source ou la conductance source. De même, si $g_n$ est la capacité shunt ou l'inductance série, $g_{n+1}$ devient la résistance de charge ou la conductance de charge. Sauf indication contraire, ces valeurs $g$ sont supposées être l'inductance en henries, la capacitance en farades, résistance en ohms, et conductance en mhos.

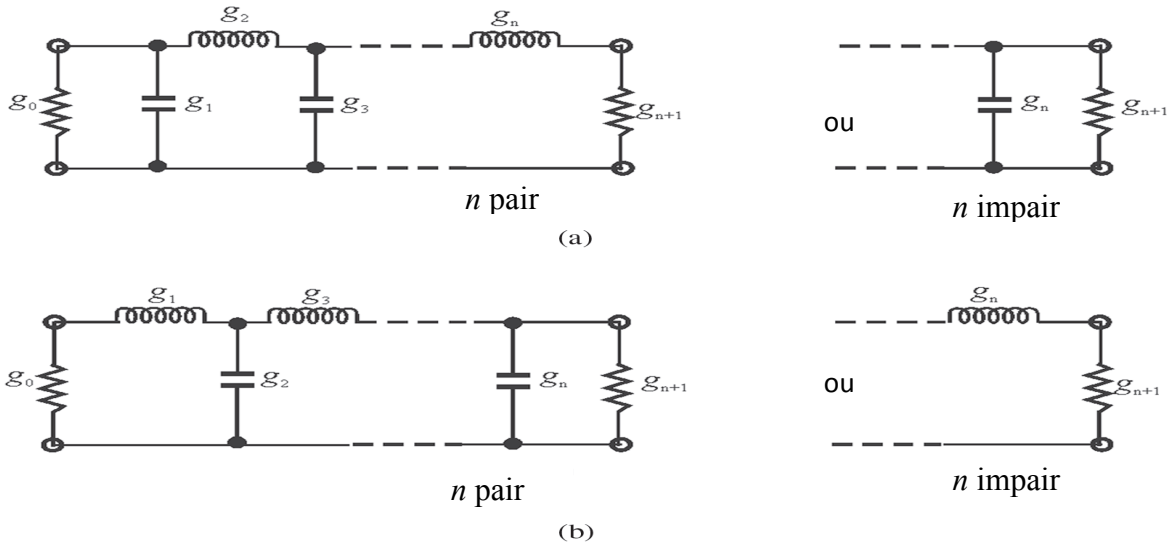



**Figure 1.14 Filtres prototypes passe-bas pour filtres tous pôles avec (a) un rése d'échelle structure et (b) son dual.**

La conception des filtres suit donc les étapes illustrées dans la figure 1.15 :

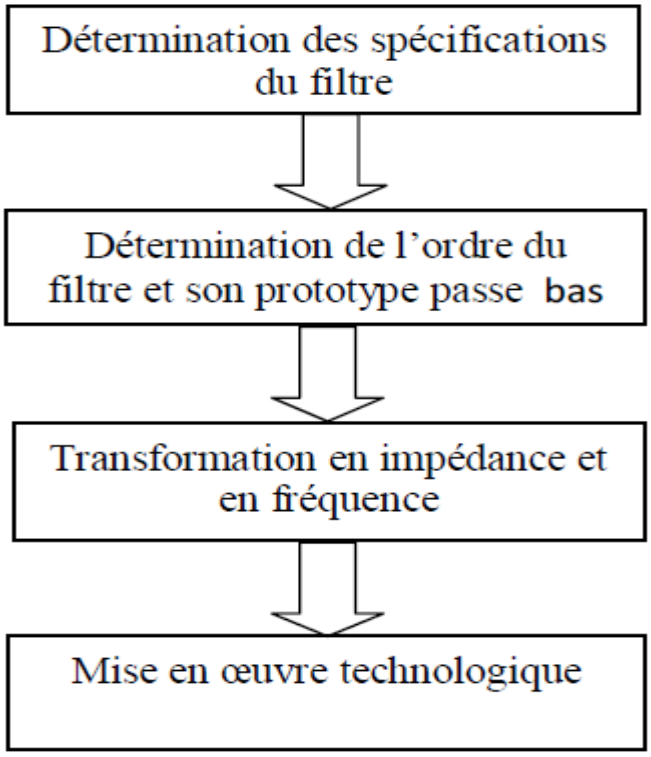



**Figure 1.15 : Etapes de conception des filtres**

## 1.5.1 Filtres prototypes passe-bas Butterworth :

Pour les prototypes de filtres Butterworth ou maximum plats à passe-bas ayant une fonction de transfert donnée en éq (1.7) avec une perte d'insertion $L_{Ar}$= 3,01 dB au seuil $\Omega_c = 1$, les valeurs des éléments visées à la figure 1.14 peuvent être calculées par:

$$g_0 = 1.0$$
$$g_i = 2 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \quad \text{Pour i = 1 à n} \qquad (1.24)$$
$$g_{n+1} = 1.0$$

Pour plus de commodité, le tableau 1.1 donne des valeurs d'éléments pour ces filtres ayant *n* = 1 à 9. Comme on peut le voir, les filtres Butterworth à deux ports considérés ici sont toujours symétriques dans la structure du réseau, à savoir, $g_0 = g_{n+1}$, $g_1 = g_n$, et ainsi de suite. Pour déterminer le degré d'un prototype Butterworth passe-bas, une spécification qui est généralement la valeur minimale d'arrêt et d'atténuation $L_{AS}$ dB à $\Omega = \Omega_s > 1$ est donné.
Par conséquent

$$n \geq \frac{\log\left(10^{0.1 L_{As}} - 1\right)}{2 \log \Omega_s} \tag{1.25}$$

Par exemple, si $L_{AS}$ = 40 dB et $\Omega_s$= 2, n ≥ 6,644, c'est-à-dire, un prototype Butterworth à sept pôles (n = 7) doit être choisi.

## 1.5.2 Filtres prototypes passe-bas de Chebyshev :

Pour les filtres prototypes passe-bas de Chebyshev ayant une fonction de transfert donnée dans l'équation. (1.9) avec une ondulation en bande passante $L_{Ar}$ dB et la fréquence de coupure $\Omega_c$ = 1, les valeurs des éléments

| $n$ | $g_1$ | $g_2$ | $g_3$ | $g_4$ | $g_5$ | $g_6$ | $g_7$ | $g_8$ | $g_9$ | $g_{10}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 2.0000 | 1.0 | | | | | | | | |
| 2 | 1.4142 | 1.4142 | 1.0 | | | | | | | |
| 3 | 1.0000 | 2.0000 | 1.0000 | 1.0 | | | | | | |
| 4 | 0.7654 | 1.8478 | 1.8478 | 0.7654 | 1.0 | | | | | |
| 5 | 0.6180 | 1.6180 | 2.0000 | 1.6180 | 0.6180 | 1.0 | | | | |
| 6 | 0.5176 | 1.4142 | 1.9318 | 1.9318 | 1.4142 | 0.5176 | 1.0 | | | |
| 7 | 0.4450 | 1.2470 | 1.8019 | 2.0000 | 1.8019 | 1.2470 | 0.4450 | 1.0 | | |
| 8 | 0.3902 | 1.1111 | 1.6629 | 1.9616 | 1.9616 | 1.6629 | 1.1111 | 0.3902 | 1.0 | |
| 9 | 0.3473 | 1.0000 | 1.5321 | 1.8794 | 2.0000 | 1.8794 | 1.5321 | 1.0000 | 0.3473 | 1.0 |

**Tableau 1.1 : Valeurs des éléments pour les filtres prototypes passe-bas de Butterworth ($g_{0=}$ 1.0 , $\Omega_c$=1, $L_{Ar}$=3.01 dB en $\Omega_c$)**

Pour les réseaux à deux ports illustrés à la figure 1.14 les éléments peuvent être calculés à l'aide de formules suivantes :

$$g_0 = 1.0$$
$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] . \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \quad \text{pour } i=2,3,\ldots n \tag{1.26}$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1.0 & \text{pour } n \text{ impair} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{pour } n \text{ pair} \end{cases}$$

Où

$$B = \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right]$$
$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)$$

Quelques valeurs typiques d'éléments pour ces filtres sont présentées dans le tableau 1.2 pour diverses ondulations de bande passante $L_{Ar}$ et pour le degré de filtre $n$ = 1 à 9. Pour l'ondulation de bande passante requise $L_{Ar}$ dB, la valeur minimale d'arrêt et d'atténuation $L_{As}$ dB à $\Omega = \Omega_s$ le degré d'un prototype passe-bas de Chebyshev, qui répondra à cette spécification, peut être trouvé par :

$$n \geq \frac{\cosh^{-1}\sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}}-1}{10^{0.1L_{Ar}}-1}}}{\cosh^{-1}\Omega_s} \qquad (1.27)$$

En utilisant le même exemple que celui donné ci-dessus pour le prototype Butterworth, c'est-à-dire $L_{As} \geq 40$ dB à $\Omega_s = 2$, mais une ondulation de bande passante $L_{Ar} = 0{,}1$ dB pour la reponse Chebyshev, nous avons $n \geq 5{,}45$, c'est-à-dire n = 6 pour le prototype de Chebyshev pour répondre à cette spécification. Cela démontre également la supériorité du Chebyshev sur la conception Butterworth pour ce type de spécification.

Parfois, la perte de retour minimale $L_R$ ou le rapport d'ondes stationnaires de tension maximal VSWR dans la bande passante est spécifié à la place de l'ondulation de la bande passante $L_{Ar}$. Si la perte de retour est définie par éq. (1.4) et que la perte de retour de bande passante minimale est $L_R$ dB ($L_R < 0$), l'ondulation de bande passante correspondante est :

$$L_{Ar} = -10\log(1 - 10^{0.1L_R}) \text{ dB} \qquad (1.28)$$

| $n$ | $g_1$ | $g_2$ | $g_3$ | $g_4$ | $g_5$ | $g_6$ | $g_7$ | $g_8$ | $g_9$ | $g_{10}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 0.0960 | 1.0 | | | | | | | | |
| 2 | 0.4489 | 0.4078 | 1.1008 | | | | | | | |
| 3 | 0.6292 | 0.9703 | 0.6292 | 1.0 | | | | | | |
| 4 | 0.7129 | 1.2004 | 1.3213 | 0.6476 | 1.1008 | | | | | |
| 5 | 0.7563 | 1.3049 | 1.5773 | 1.3049 | 0.7563 | 1.0 | | | | |
| 6 | 0.7814 | 1.3600 | 1.6897 | 1.5350 | 1.4970 | 0.7098 | 1.1008 | | | |
| 7 | 0.7970 | 1.3924 | 1.7481 | 1.6331 | 1.7481 | 1.3924 | 0.7970 | 1.0 | | |
| 8 | 0.8073 | 1.4131 | 1.7825 | 1.6833 | 1.8529 | 1.6193 | 1.5555 | 0.7334 | 1.1008 | |
| 9 | 0.8145 | 1.4271 | 1.8044 | 1.7125 | 1.9058 | 1.7125 | 1.8044 | 1.4271 | 0.8145 | 1.0 |

Pour passband ripple $L_{Ar}$ = 0.04321 dB

| $n$ | $g_1$ | $g_2$ | $g_3$ | $g_4$ | $g_5$ | $g_6$ | $g_7$ | $g_8$ | $g_9$ | $g_{10}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 0.2000 | 1.0 | | | | | | | | |
| 2 | 0.6648 | 0.5445 | 1.2210 | | | | | | | |
| 3 | 0.8516 | 1.1032 | 0.8516 | 1.0 | | | | | | |
| 4 | 0.9314 | 1.2920 | 1.5775 | 0.7628 | 1.2210 | | | | | |
| 5 | 0.9714 | 1.3721 | 1.8014 | 1.3721 | 0.9714 | 1.0 | | | | |
| 6 | 0.9940 | 1.4131 | 1.8933 | 1.5506 | 1.7253 | 0.8141 | 1.2210 | | | |
| 7 | 1.0080 | 1.4368 | 1.9398 | 1.6220 | 1.9398 | 1.4368 | 1.0080 | 1.0 | | |
| 8 | 1.0171 | 1.4518 | 1.9667 | 1.6574 | 2.0237 | 1.6107 | 1.7726 | 0.8330 | 1.2210 | |
| 9 | 1.0235 | 1.4619 | 1.9837 | 1.6778 | 2.0649 | 1.6778 | 1.9837 | 1.4619 | 1.0235 | 1.0 |

Pour passband ripple $L_{Ar} = 0.1$ dB

| $n$ | $g_1$ | $g_2$ | $g_3$ | $g_4$ | $g_5$ | $g_6$ | $g_7$ | $g_8$ | $g_9$ | $g_{10}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 0.3052 | 1.0 | | | | | | | | |
| 2 | 0.8431 | 0.6220 | 1.3554 | | | | | | | |
| 3 | 1.0316 | 1.1474 | 1.0316 | 1.0 | | | | | | |
| 4 | 1.1088 | 1.3062 | 1.7704 | 0.8181 | 1.3554 | | | | | |
| 5 | 1.1468 | 1.3712 | 1.9750 | 1.3712 | 1.1468 | 1.0 | | | | |
| 6 | 1.1681 | 1.4040 | 2.0562 | 1.5171 | 1.9029 | 0.8618 | 1.3554 | | | |
| 7 | 1.1812 | 1.4228 | 2.0967 | 1.5734 | 2.0967 | 1.4228 | 1.1812 | 1.0 | | |
| 8 | 1.1898 | 1.4346 | 2.1199 | 1.6010 | 2.1700 | 1.5641 | 1.9445 | 0.8778 | 1.3554 | |
| 9 | 1.1957 | 1.4426 | 2.1346 | 1.6167 | 2.2054 | 1.6167 | 2.1346 | 1.4426 | 1.1957 | 1.0 |

**Tableau 1.2 Valeurs des éléments pour les filtres prototypes passe-bas de Chebyshev ($g_0 = 1.0$, $\Omega c = 1$)**

## 1.5.3 Filtres prototypes passe-bas à fonction elliptique :

La figure 1.16 illustre deux structures de réseau couramment utilisées pour les filtres prototypes à passe-bas à fonction elliptique. Dans la figure 1.16a, les branches en série du circuit à résonance parallèle sont introduites pour réaliser les zéros de transmission à fréquence finie, puisqu'ils bloquent la transmission en ayant une impédance de série infinie (circuit ouvert) à la résonance. Pour cette forme du prototype passe-bas à fonction elliptique (figure 1.16a), $g_i$ pour $i$ impair ($i$ = 1, 3, . . . .) représente la capacité d'un condensateur shunt, $g_i$ pour $i$ pair ($i$ = 2, 4, . . .) représente l'inductance d'un inducteur, et le $g_i'$ pour $i$ pair ($i$ = 2, 4, . . .) sont la capacité d'un condensateur dans une branche série du circuit en résonance parallèle. Pour la forme à double réalisation de la figure 1.16b, les branches shunt des circuits à résonance série sont utilisées pour mettre en œuvre les zéros de transmission à fréquence finie, puisqu'ils réduisent la transmission à la résonance. Dans ce cas, se référant à la figure 1.16b, $g_i$ pour $i$ impair ($i$ = 1, 3, . . . .) sont l'inductance d'un inducteur en série, $g_i$ pour $i$ pair ($i$ = 2, 4, . . .) sont la capacité d'un condensateur, et $g_i'$ pour $i$ pair ($i$ = 2, 4, . . .) et amorcés gi pour même i (i = 2, 4, . . . .) indiquent l'inductance d'un inducteur dans une branche en shunt de circuit à résonance série. Encore une fois, l'un ou l'autre formulaire peut être utilisé, car les deux donnent la même réponse. Contrairement aux filtres prototypes Butterworth et Chebyshev , il n'y a pas de formule disponible pour déterminer les valeurs des éléments des filtres prototypes à fonction elliptique.

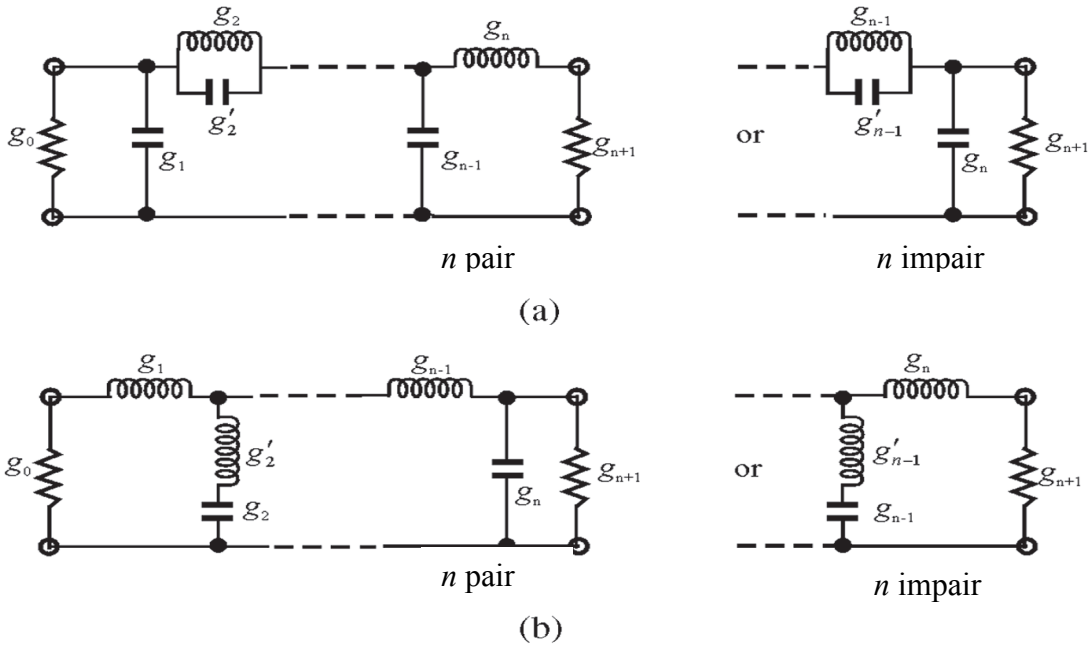



**Figure 1.16 : Filtres prototypes passe-bas pour filtres à fonction elliptique avec (a) branches à résonance parallèle en série ; (b) doubles avec branches à résonance série en shunt.**

## 1.5.4 Filtres prototypes passe-bas passe-tout :

L'unité de réseau de base pour réaliser des filtres prototypes passe-tout et passe-bas est une structure en treillis, comme le montre la figure 1.17a, où il y a une représentation abrégée conventionnelle à droite. Ce réseau n'est pas seulement symétrique par rapport aux deux ports, mais également équilibré par rapport a la masse. Par inspection, les paramètres normalisés de deux ports Z du réseau sont

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{Z_b + Z_a}{2}$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{Z_b - Z_a}{2} \qquad (1.29)$$

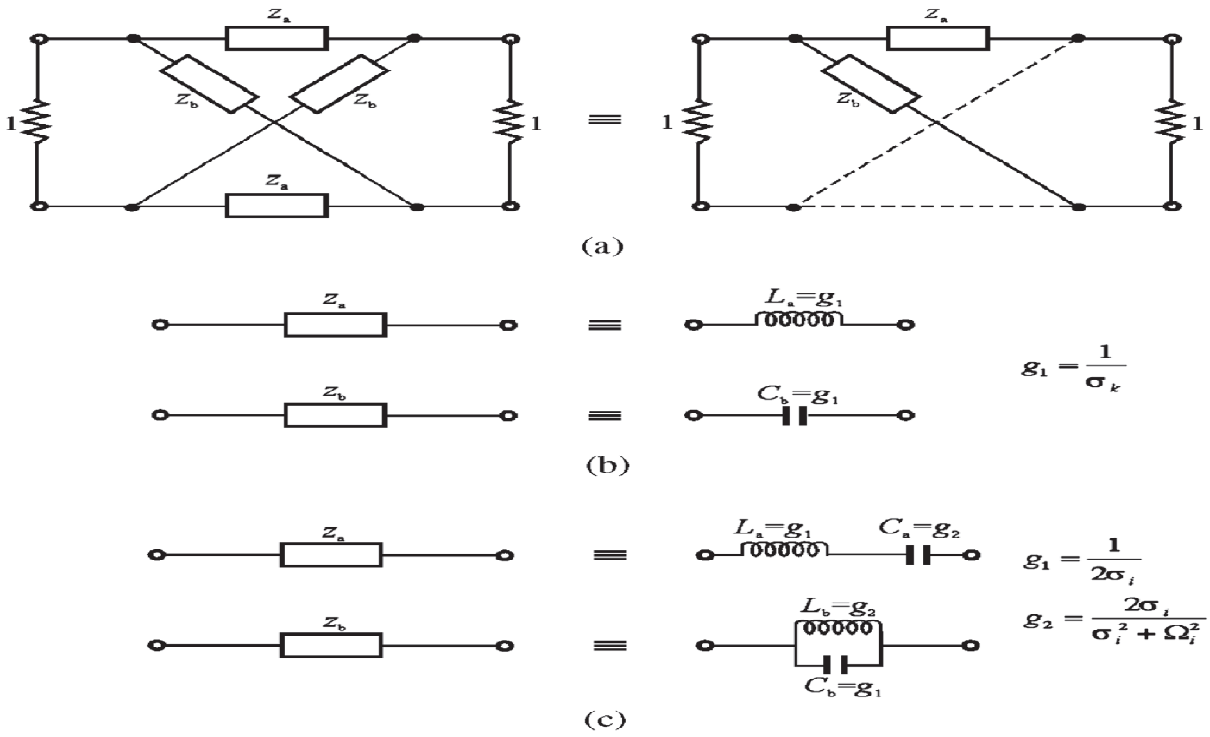



**Figure 1.17 Filtres prototypes passe-bas pour filtres passe tout : (a) unité de réseau de base dans une structure en treillis ; (b) les éléments de réseau pour le prototype de type C, passe-tout, passe-bas ; (c) les éléments de réseau pour le prototype de type D, passe-tout, passe-bas.**

Pour le prototype de type C à section unique, passe-tout et passe-bas, les éléments de réseau, comme indiqué à la Figure 1.17b, sont

$$Z_a = j\Omega L_a = j\Omega g_1$$

$$Z_b \frac{1}{j\Omega C_a} = \frac{1}{j\Omega g_1} \qquad (1.30)$$

$$g_1 = \frac{1}{\sigma_k}$$

Où $\sigma_k > 0$ est le paramètre de conception qui contrôlera les caractéristiques retard-groupe, comme le montre la figure 1.12. Puisqu'une section de type C est le réseau passe-tout du premier ordre, il n'y a en fait qu'un seul élément prototype passe-bas $g_1$, qui représente soit l'inductance d'un inducteur dans un bras série, soit la capacité d'un condensateur dans un bras transversal.

Les éléments de réseau pour un prototype de type D à section unique, passe-tout et passe-bas, comme le montre la figure 1.17c, sont donnés par :

$$z_a = j\Omega L_a + \frac{1}{j\Omega c_a} \quad , \quad \frac{1}{z_b} = j\Omega C_b + \frac{1}{j\Omega L_b}$$

(1.31)

$$L_a = C_b = \mathrm{g}_1 = \frac{1}{2\sigma_\mathrm{i}} \quad , \qquad C_a = L_b = \mathrm{g}_2 = \frac{2\sigma_i}{\sigma_i^2+\Omega_i^2}$$

Où $\sigma_i > 0$ et $i > 0$ sont les deux paramètres de conception qui façonneront la réponse de retard de groupe, comme illustré à la figure 1.13. Puisqu'une section de type D est le réseau passe-tout de deuxième ordre, il y a en fait deux éléments prototypes passe-bas, à savoir $g_1$ et $g_2$, qui représentera à la fois l'inductance d'un inducteur et la capacité d'un condensateur, selon l'emplacement de ces éléments réactifs, comme indiqué à la figure 1.17c.

## 1.6 Fréquence et transformations élémentaires :

Jusqu'à présent, nous n'avons considéré que les filtres prototypes passe-bas, qui ont une résistance/conductance de source normalisée $g_0$=1 et une fréquence de coupure de $\Omega_c$=1. Pour obtenir les caractéristiques de fréquence et les valeurs des éléments pour les filtres pratiques, basé sur le prototype passe-bas, on peut appliquer des transformations de fréquence et d'élément, qui seront abordées dans cette section.

La transformation de fréquence, aussi appelée cartographie de fréquence, est nécessaire pour cartographier, par exemple, une réponse de Chebyshev dans le domaine de fréquence prototype passe-bas Ω à celle dans le domaine de fréquence $\omega$ dans lequel une réponse de filtre pratique telle que passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande sont exprimée. La transformation de fréquence aura un effet sur tous les éléments réactifs en conséquence, mais aucun effet sur les éléments résistifs.

En plus de la cartographie de fréquence, l'échelle d'impédance est également nécessaire pour accomplir la transformation des éléments. La mise à l'échelle de l'impédance supprimera le $g_0$=1 normalisation et ajuste le filtre pour qu'il fonctionne pour n'importe quelle valeur de l'impédance de la source notée $Z_0$. Pour notre formulation, il est commode de définir un facteur d'échelle d'impédance $\gamma_0$comme:

$$\gamma_0 = \begin{cases} \mathrm{Z}_0/\mathrm{g}_0 & \text{pour } \mathrm{g}_0 \text{ étant la résistance} \\ \mathrm{g}_0/Y_0 & \text{pour } \mathrm{g}_0 \text{ étant la conductance} \end{cases} \qquad (1\ .32)$$

Où $Y_0 = 1/Z_0$ est l'admittance de la source. En principe, appliquer l'échelle d'impédance à un réseau de filtres de telle manière qu'il n'aura aucun effet sur la forme de réponse.

$$\begin{aligned} L &\rightarrow \gamma_0 L \\ C &\rightarrow C/\gamma_0 \\ R &\rightarrow \gamma_0 R \\ G &\rightarrow G/\gamma_0 \end{aligned} \qquad (1.33)$$

Soit $g$ le terme générique pour les éléments prototypes passe-bas dans la transformation d'élément à discuter. Parce qu'il est indépendant de la transformation de fréquence, la transformation d'éléments résistifs suivante s'applique à tout type de filtre :

$$R = \gamma_0 \mathrm{g} \quad \text{Pour g représentant la résistance}$$

$$G = \frac{\mathrm{g}}{\gamma_0} \quad \text{Pour g représentant la conductance} \tag{1.34}$$

## 1.6.1 Transformation passe-bas :

La transformation en fréquence d'un prototype passe-bas en un filtre passe-bas pratique ayant une fréquence de coupure $\omega_c$ dans l'axe des fréquences angulaires $\omega$ est simplement donnée par :

$$\Omega = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right)\omega \tag{1.35}$$

L'application de l'équation. (1.35) et de l'échelle d'impédance décrite ci-dessus donne la transformation de l'élément :

$$L = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right)\gamma_0 \mathrm{g} \quad \text{Pour g représentant l'inductance}$$

$$C = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right)\frac{\mathrm{g}}{\gamma_0} \quad \text{Pour g représentant capacitance} \tag{1.36}$$

## 1.6.2 Transformation passe-haut :

Pour les filtres passe-haut avec une fréquence de coupure $\omega_c$ dans l'axe $\omega$, la transformation de fréquence est :

$$\Omega = -\frac{\omega_c \Omega_c}{\omega} \tag{1.37}$$

L'application de cette transformation de fréquence à un élément réactif g dans le prototype passe-bas conduit à :

$$j\Omega \mathrm{g} \rightarrow \frac{\omega_c \Omega_c \mathrm{g}}{j\omega}$$

Il est alors évident qu'un élément inductif/capacitif g dans le prototype passe-bas sera inversement transformé à un élément capacitif/inductif dans le filtre passe-haut. Avec l'échelle d'impédance, la transformation d'élément est donnée par :

$$C = \left(\frac{1}{\omega_c\,\Omega_c}\right)\frac{1}{\gamma_0 \mathrm{g}} \qquad \text{Pour g représentant l'inductance}$$

(1.38)

$$L = \left(\frac{1}{\omega_c\,\Omega_c}\right)\frac{\gamma_0}{\mathrm{g}} \qquad \text{Pour g représentant la capacité}$$

## 1.6.3 Transformation passe-Bande

Supposons qu'un prototype de réponse passe-bas doit être transformé en réponse passe-bande ayant une bande passante $\omega_2$ - $\omega_1$, où $\omega_1$ et $\omega_2$ indiquent le bord angulaire de la bande passante fréquence. La transformation de fréquence requise est :

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{1.39a}$$

Avec

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

(1.39b)

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$

Où $\omega_0$ indique la fréquence angulaire centrale et *FBW* est défini comme la bande passante fractionnaire. Si nous appliquons cette transformation de fréquence à un élément réactif *g* du prototype passe-bas, nous avons

$$j\Omega g \rightarrow j\omega \frac{\Omega_c g}{FBW\,\omega_0} + \frac{1}{j\omega}\frac{\Omega_c g \omega_0}{FBW}$$

Ce qui implique qu'un élément inductif/capacitif $g$ dans le prototype passe-bas se transformera en un circuit résonant LC série/parallèle dans le filtre passe-bande. Les éléments du résonateur LC série dans le filtre passe-bande sont :

$$L_s = \left(\frac{\Omega_c}{FBW\,\omega_0}\right)\gamma_0 g$$

Pour g représentant l'inductance (1.40a)

$$C_s = \left(\frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c}\right)\frac{1}{\gamma_0 g}$$

Où l'échelle d'impédance a également été prise en compte. De même, les éléments du résonateur LC parallèle dans le filtre passe-bande sont

$$C_p = \left(\frac{\Omega_c}{FBW\,\omega_0}\right)\frac{g}{\gamma_0}$$

Pour g représentant la capacité (1.40 b)

$$L_p = \left(\frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c}\right)\frac{\gamma_0}{g}$$

## 1 .6.4 Transformation coupe-bande

La transformation de fréquence du prototype passe-bas en coupe-bande est réalisée par la cartographie de fréquence

$$\Omega = \frac{\Omega_c FBW}{(\omega_0/\omega - \omega/\omega_0)} \quad (1.41a)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (1.41b)$$

Où $\omega_2$-$\omega_1$ est la bande passante. Cette forme de transformation est opposée à la transformation de passe-bande en ce qu'un élément inductif/capacitif $g$ dans le prototype passe-bas se transformera en un circuit résonant LC parallèle/série dans le filtre coupe-bande. Les éléments des résonateurs LC transformés en filtre sont donnée par :

$$C_p = \left(\frac{1}{FBW\omega_0\Omega_c}\right)\frac{1}{\gamma_0 g}$$

Pour g représentant l'inductance (1.42a)

$$L_p = \left(\frac{\Omega_c FBW}{\omega_0}\right)\gamma_0 g$$

$$L_s = \left(\frac{1}{FBW\omega_0\Omega_c}\right)\frac{\gamma_0}{g}$$

Pour g représentant la capacité (1.42b)

$$C_s = \left(\frac{\Omega_c FBW}{\omega_0}\right)\frac{g}{\gamma_0}$$

# Chapitre 02

## 2.1 Introduction :

Un filtre hyperfréquence basé sur la technologie micro-ruban est un dispositif passif responsable de la sélection de la fréquence du signal dans le contexte d'un système de communication. Ce chapitre présentera une étude théorique sur les lignes micro-ruban

## 2.2 Lignes micro-ruban :

### 2.2.1 Structure du micro-ruban

La ligne micro-ruban ou encore microbande(en anglais microstrip) est la plus utilisée parmi toutes les lignes de transmissions planaires dans les bandes de fréquences classiques (<20 GHz).Conçue dans les années 1950 par *Grieg et Engelmann*. Très utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences [10]. La structure générale d'un micro-ruban est illustrée à la figure2.1. Une bande conductrice (ligne micro-ruban) de largeur $W$ et d'épaisseur $t$ est au dessus d'un substrat diélectrique qui a une constante diélectrique relative $\varepsilon_r$ et une épaisseur $h$, et le fond du substrat est un plan de masse (conducteur).

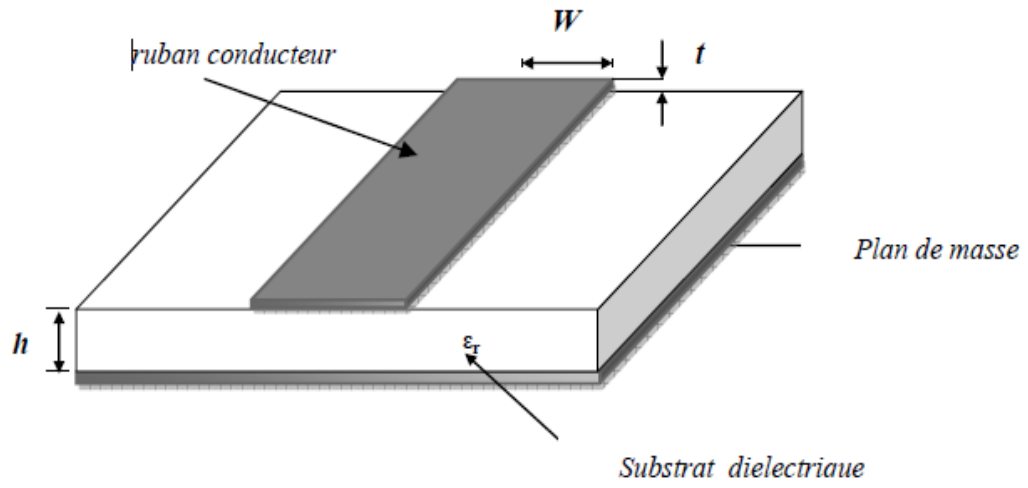



**Figure1.2 Structure générale du micro-ruban.**

### 2.2.2 Ondes en micro-ruban

Les champs dans la ligne micro-ruban s'étendent dans deux milieux - l'air au-dessus et le diélectrique en dessous de sorte que la structure est inhomogène. A cause de cette inhomogénéité naturelle, le micro-ruban ne supporte pas une onde TEM pure. Parce L'onde TEM pure pure n'a que des composantes transversales et sa vitesse de propagation dépend uniquement sur les propriétés du matériau, à savoir la permittivité ε et la perméabilité μ.

Cependant, avec la présence des deux milieux à ondes guidées (le substrat diélectrique et l'air), les ondes d'une ligne micro-ruban n'auront pas de composantes longitudinales des champs électriques et magnétiques evanessantes et leurs vitesses de propagation

dépendront non seulement sur les propriétés du matériau, mais aussi sur les dimensions physiques de la ligne micro-ruban.

### 2.2.3 Approximation quasi-TEM

Lorsque les composantes longitudinales des champs pour le mode dominant d'une ligne micro-ruban restent très petits devant les composants transversaux, ils peuvent être négligés. Dans ce cas, le mode dominant se comporte alors comme un mode TEM et la théorie de la ligne de transmission TEM s'applique aussi à la ligne de micro ruban. Cela s'appelle l'approximation quasi-TEM et est valide sur la quasi totalité de la gamme des fréquences de fonctionnement de la ligne micro-ruban.

### 2.2.4 Constante diélectrique effective et impédance caractéristique

Dans l'approximation quasi-TEM, un matériau diélectrique homogène avec une permittivité diélectrique effective remplace le milieu diélectrique inhomogène diélectrique - air de la ligne micro-ruban. Les caractéristiques de la ligne transmission micro-ruban sont décrites par deux paramètres, à savoir, la constante diélectrique effective $\varepsilon_{re}$ et l'impédance caractéristique $Z_c$, qui peut alors être obtenu par analyse quasi-statique [11]. En analyse quasi-statique, le mode fondamental de propagation des ondes dans un micro-ruban est supposé être mode TEM pure. Les deux paramètres de la ligne micro-ruban sont alors déterminés à partir des valeurs des deux capacités comme suit :

$$\varepsilon_{re} = C_d / C_a \tag{2.1}$$

$$Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_a C_d}}$$

Ou $C_d$ est la capacité par unité de longueur avec le substrat diélectrique présent, $C_a$ est la capacité par unité de longueur avec le substrat diélectrique remplacé par l'air, et $c$ est la vitesse des ondes électromagnétiques dans l'espace libre ($c \approx 3{,}0 \times 108$ m/s).
Pour les conducteurs très minces (c'est-à-dire $t \to 0$), les expressions qui fournissent une précision supérieure à 1 % sont données [12] comme suit :

Pour $w/h \leq 1$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left\{\left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-0.5} + 0.04\left(1 - \frac{W}{h}\right)^2\right\} \tag{2.2a}$$

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + 0.25\frac{W}{h}\right) \tag{2.2b}$$

Où $\eta = 120\pi\ \Omega$ est l'impédance d'onde dans l'espace libre.

Pour $w/h \geq 1$ :

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2}\left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-0.5} \quad (2.3a)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{re}}}\left\{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.677\ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right)\right\}^{-1} \quad (2.3b)$$

*Hammerstad* et *Jensen* [13] rapportent des expressions plus précises de l'impédance caractéristique et constante diélectrique effective :

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2}\left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab} \quad (2.4)$$

Où u = W/h, et

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

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

La précision de ce modèle est meilleure de 0,2% pour $\varepsilon_r \leq 128$ et $0{,}01 \leq u \leq 100$.
L'expression la plus précise pour l'impédance caractéristique est :

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}}\ln\left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2}\right] \quad (2.5)$$

Où $u = W/h$ , $\eta = 120\pi\ \Omega$ ,et

$$F = 6 + (2\pi - 6)exp\left[-\left(\frac{30.666}{u}\right)^{0.7528}\right]$$

La précision pour $Z_c\sqrt{\varepsilon_{re}}$ est meilleure que 0.01% pour $u \leq 1$ et 0.03% pour $u \leq 1000$.

## 2.2.5 Longueur d'onde guidée, constante de propagation, vitesse de phase et longueur électrique :

Une fois que la constante diélectrique efficace de la ligne micro-ruban est déterminée, la longueur d'onde guidée du mode quasi-TEM de la ligne micro-ruban est donnée par :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \quad (2.6a)$$

Où $\lambda_0$ est la longueur d'onde dans l'espace libre à la fréquence de fonctionnement *f*. Plus commodément, lorsque la fréquence est donnée en gigahertz (*GHz*), la longueur d'onde guidée peut être évaluée directement en millimètres comme suit :

$$\lambda_g = \frac{300}{f(GHz)\sqrt{\varepsilon_{re}}} mm \tag{2.6b}$$

La constante de propagation $\beta$ associée et la vitesse de phase $v_p$ peuvent être déterminées par :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \tag{2.7}$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \tag{2.8}$$

Où c est la vitesse de la lumière ($c \approx 3{,}0 \times 10^8$ m/s) dans l'espace libre. La longueur électrique $\theta$ pour une longueur physique donnée *l* de la ligne micro-ruban est définie par :

$$\theta = \beta l \tag{2.9}$$

Par conséquent, $\theta = \pi/2$ lorsque $l = \lambda_g/4$, et $\theta = \pi$ lorsque $l = \lambda_g/2$. Ces lignes micro-ruban dites quart d'onde et demi d'onde sont importantes pour la conception des filtres micro-ruban.

## 2.2.6 Synthèse de W / h :

Les expressions approximatives pour *W/h* en termes de $Z_c$ et $\varepsilon_r$ , dérivées par *Wheeler* [14] et *Hammerstad* [12], sont données par :
Pour $W/h \leq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{8\exp(A)}{\exp(2A)-2} \tag{2.10}$$

Avec

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

Et pour $W/h \geq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi}\left\{(B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\varepsilon_r-1}{2\varepsilon_r}\left[\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r}\right]\right\} \tag{2.11}$$

Avec

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

Ces expressions fournissent également une précision supérieure à 1%. Si des valeurs plus précises sont nécessaires, un processus itératif ou d'optimisations, basées sur les modèles d'analyse plus précis décrits précédemment, peut être utilisé.

## 2.2.7 Effet de l'épaisseur des bandes

Jusqu'à présent, nous n'avons pas examiné l'effet de l'épaisseur *t* de la bande conductrice (voir figure 2.1). L'épaisseur *t* est généralement très petite lorsque la ligne de micro-ruban est réalisée par des films minces; par conséquent, son effet peut très souvent être négligé Néanmoins, son effet sur l'impédance caractéristique et la constante diélectrique efficace peut être inclus [15] :

Pour

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln\left\{\frac{8}{W_e(t)/h} + 0.25\frac{W_e(t)}{h}\right\} \tag{2.12a}$$

Pour $W/h \geq 1$:

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{re}}}\left\{\frac{W_e(t)}{h} + 1.393 + 0.667\ln\left(\frac{W_e(t)}{h} + 1.444\right)\right\}^{-1} \tag{2.12b}$$

Où

$$\frac{W_e(t)}{h} = \begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi}\frac{t}{h}\left(1 + \ln\frac{4\pi W}{t}\right) & (W/h \leq 0.5\pi) \\ \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi}\frac{t}{h}\left(1 + \ln\frac{2h}{t}\right) & (W/h \geq 0.5\pi) \end{cases} \tag{2.13a}$$

$$\varepsilon_{re}(t) = \varepsilon_{re} - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6}\frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \tag{2.13b}$$

Dans les expressions ci-dessus, $\varepsilon_{re}$ est la constante diélectrique efficace pour $t = 0$. On peut observer que l'effet de l'épaisseur de bande sur l'impédance caractéristique et la constante diélectrique efficace est insignifiant pour les petites valeurs de *t/h*. Cependant, l'effet de l'épaisseur des bandes est important sur la perte du conducteur de la ligne de micro-ruban.

## 2.2.8 Dispersion en Micro ruban :

En général, il y a dispersion dans les lignes micro-ruban; à savoir, sa vitesse de phase n'est pas une constante, mais dépend de la fréquence. Les expressions précédentes pour $\varepsilon_{re}$ sont obtenues sur la base de l'approximation quasi-TEM ou quasi-statique et, par conséquent, ne sont rigoureuses qu'en DC (continu) . Aux basses fréquences de micro-onde, ces expressions fournissent une bonne approximation. Pour tenir compte de l'effet de la dispersion, la formule de $\varepsilon_{re}$ *(f ),* rapportée dans *Kobayashi* [16], peut être utilisée et est donnée comme suit :

$$\varepsilon_{re}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}{1+(f/f_{50})^m} \quad (2.14)$$

Où

$$f_{50} = \frac{f_{TM_0}}{0.75+\left(0.75-0.332\varepsilon_r^{-1.73}\right) W/h} \quad (2.15a)$$

$$f_{TM_0} = \frac{c}{2\pi h\sqrt{\varepsilon_r-\varepsilon_{re}}} \tan^{-1}\left(\varepsilon_r\sqrt{\frac{\varepsilon_{re}-1}{\varepsilon_r-\varepsilon_{re}}}\right) \quad (2.15b)$$

$$m = m0mc \leq 2.32 \quad (2.16a)$$

$$m_0 = 1 + \frac{1}{1+\sqrt{W/h}} + 0.32\left(\frac{1}{1+\sqrt{W/h}}\right)^3 \quad (2.16b)$$

$$m_c = \begin{cases} 1 + \frac{1.4}{1+W/h}\left\{0.15 - 0.235exp\left(\frac{-0.45f}{f_{50}}\right)\right\} & pour\ W/h \leq 0.7 \\ & pour\ W/h \geq 0.7 \end{cases} \quad (2.16c)$$

Où $c$ est la vitesse de la lumière dans l'espace libre et, lorsque le produit $m_0 m_c$ est supérieur à 2.32, le paramètre $m$ est choisi égal à 2.32. Le modèle de dispersion montre que $\varepsilon_{re}(f)$ augmente avec la fréquence et $\varepsilon_{re}(f) \rightarrow \varepsilon_r$ comme $f \rightarrow \infty$. La précision est estimée à 0,6 % pour $0{,}1 \leq W/h \leq 10$, $1 \leq \varepsilon_r \leq 128$, et pour toute valeur de $h/\lambda 0$.

L'effet de la dispersion sur l'impédance caractéristique peut être estimé par [13]:

$$Z_c(f) = Z_c \frac{\varepsilon_{re}(f)-1}{\varepsilon_{re}-1}\sqrt{\frac{\varepsilon_{re}}{\varepsilon_{re}(f)}} \quad (2.17)$$

Où $Z_c$ est la valeur quasi-statique de l'impédance caractéristique obtenue précédemment.

## 2.2.9 Pertes de micro-ruban

Les composantes de perte d'une seule ligne de micro-ruban comprennent les pertes de conducteur, de diélectrique et de rayonnement, tandis que la perte magnétique ne joue un rôle que pour les substrats magnétiques, tels que les ferrites [17,18]. La constante de propagation sur une ligne de transmission avec perte est complexe; à savoir, $\gamma = \alpha + j\beta$, où la partie réelle $\alpha$ en *nepers* par unité de longueur est la constante d'atténuation, qui est la somme des constantes d'atténuation découlant de chaque effet. En pratique, on peut préférer exprimer $\alpha$ en décibels (dB) par unité de longueur, ce qui peut être lié par

$$\alpha(\text{dB/}\textit{unité de longueur}) = (20\log_{10}e)\,\alpha(\text{nepers/unité de longueur}) \approx 8.686\alpha\ (\text{nepers/unité de longueur})$$

Une expression simple pour l'estimation de l'atténuation produite par le conducteur perte est donnée [18] par

$$\alpha_c = \frac{8.686R_s}{Z_c W} \text{ dB / unité de longueur} \quad (2.18)$$

Où $Z_c$ est l'impédance caractéristique du micro-ruban de largeur $W$ et $R_s$ représente la résistance de surface en ohms par carré pour le conducteur de bande et le plan du sol.

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}}$$

$\sigma$ : est la conductivité.
$\mu_0$ : est la perméabilité de l'espace libre.
$\omega$ : est l'angulaire fréquence.

La simple expression de l'éq. (4.18) n'est valable que pour les grandes lignes de mesure, car elle suppose que la distribution actuelle sur l'ensemble du micro-ruban est uniforme et, par conséquent, elle surestime la perte du conducteur pour les lignes de micro-ruban plus étroites. Elle peut être jugée suffisamment précise dans de nombreuses situations pratiques, en raison de sources de perte étrangères, comme la rugosité de la surface du conducteur. L'atténuation due à la perte diélectrique en micro-ruban peut être déterminée par [17,18] :

$$\alpha_d = 8.686\pi \left(\frac{\varepsilon_{re}-1}{\varepsilon_r-1}\right)\frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_{re}}\frac{tan\delta}{\lambda_g} \text{ dB /unité de longueur} \quad (2.19)$$

Où *tan δ* indique la tangente de perte du substrat diélectrique.
Étant donné que le micro-ruban est une structure semi-ouverte, tout rayonnement est libre de se propager ou d'induire des courants sur l'enceinte métallique, causant la perte de rayonnement ou la perte dite de logement.

## 2.3 Lignes Couplées

Les lignes de micro-ruban couplées sont largement utilisées pour la mise en œuvre des filtres de micro-ruban. La figure 2.2 illustre la section transversale d'une paire de lignes de micro-ruban couplées examinées dans la présente section, où les deux lignes de micro-ruban de largeur *W* sont en configuration parallèle ou en bord couplé avec une séparation *s*.

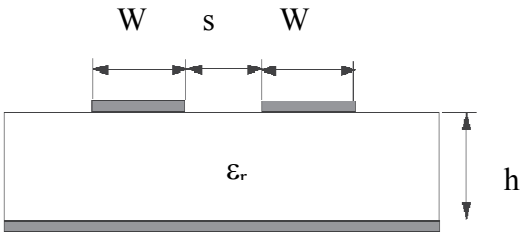



**Figure 2.2 Coupe transversale des lignes de micro-ruban couplées.**

Cette structure de lignes couplées soutient deux modes quasi-TEM, soit le mode pair et le mode impair, comme le montre la figure 2.3. Pour une excitation en mode pair, les deux lignes de micro-ruban ont le même potentiel de tension ou portent des charges de même signe, disons, les positifs, résultant en un mur magnétique au plan de symétrie, comme le montre la figure 2.3a. Dans le cas où un mode impair est excité, les deux lignes de micro-ruban ont les potentiels de tension opposés ou portent les charges de signe opposées, de sorte que le plan symétrique est une paroi électrique, comme indiqué dans la figure 2.3b. En général, ces deux modes seront excités en même temps. Cependant, ils se propagent avec des vitesses de phase différentes parce qu'ils ne sont pas des modes TEM purs, ce qui signifie qu'ils éprouvent des permittivités différentes. Par conséquent, les lignes de micro-ruban couplées sont caractérisées par les impédances caractéristiques, ainsi que les constantes diélectriques efficaces pour les deux modes.

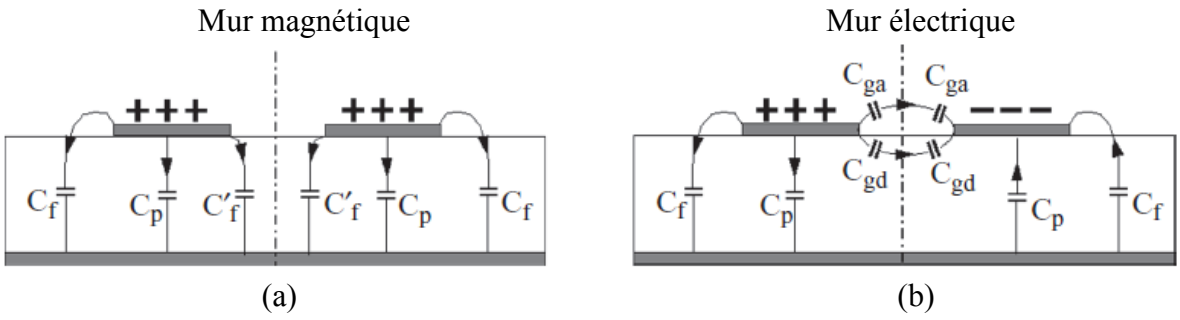



**Figure 2.3 Modes quasi-TEM d'une paire de lignes de micro-ruban couplées. (a) Mode pair;(b) mode impair.**

## 2.3.1 Capacités en mode pair et impair

Dans une approche statique semblable au micro-ruban unique, les impédances caractéristiques en mode pair et impair et les constantes diélectriques efficaces des lignes de micro-ruban couplées peuvent être obtenues en termes de capacités en mode pair et impair, indiquées par $C_e$ et $C_o$. Comme le montre la figure 2.3, les capacités $C_e$ et $C_o$ en mode pair et impair peuvent être exprimées par [19] :

$$C_e = C_p + C_f + C_f^{'} \tag{2.20}$$

$$C_0 = C_p + C_f + C_{gd} + C_{ga} \tag{2.21}$$

Dans ces expressions, $C_p$ désigne la capacité de la plaque parallèle entre la bande et le plan de sol et, par conséquent, est simplement donnée par :

$$C_p = \varepsilon_0 \varepsilon_r \ W/h \tag{2.22}$$

$C_f$ est la capacité de frange comme pour une ligne de micro-ruban unique découplée et est évaluée par :

$$2C_f = \sqrt{\varepsilon_{re}}/(cZ_c) - C_p \tag{2.23}$$

Le terme $C_f^{'}$ représente la modification de la capacité de frange $C_f$ d'une seule ligne en raison de la présence d'une autre ligne. Une expression empirique de $C_f^{'}$ est donnée ci-dessous

$$C_f^{'} = \frac{C_f}{1+A(h/s)tanh(8s/h)} \tag{2.24}$$

Où

$$A = \exp\left[-0.1\exp\left(2.33 - 2.53W/h\right)\right]$$

Pour le mode impair, $C_{ga}$ et $C_{gd}$ représentent, respectivement, les capacités de frange pour les régions de l'air et diélectrique dans l'intervalle de couplage. La capacité $C_{gd}$ peut être trouvée à partir de la géométrie de stripline couplée correspondante, avec l'espacement entre les plans au sol donné par *2h*. Une expression de forme fermée pour $C_{gd}$ est :

$$\mathrm{C_{gd}} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_\mathrm{r}}{\pi} \ln\left(\coth\left(\frac{\pi}{4\,\mathrm{h}}\right)\right) + 0.65\mathrm{C_f}\left(\frac{0.02\sqrt{\varepsilon_\mathrm{r}}}{\mathrm{s/h}} + 1 - \frac{1}{\varepsilon_\mathrm{r}^2}\right) \tag{2 .25}$$

La capacité $C_{ga}$ peut être modifiée à partir de la capacité des bandes coplanaires correspondantes et exprimée en termes de rapport de deux fonctions elliptiques

$$C_{ga} = \varepsilon_0 \frac{K(k^{'})}{K(k)} \tag{2.26a}$$

Où

$$k = \frac{s/h}{s/h + 2W/h} \tag{2.26b}$$

$$k' = \sqrt{1-k^2}$$

Et le rapport des fonctions elliptiques est donné par :

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} ln\left(2\frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}}\right) & pour\ \ 0 \leq k^2 \leq 0.5 \\ \frac{\pi}{ln\left(2\frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}}\right)} & pour\ 0.5 \leq k^2 \leq 1 \end{cases} \quad (2.26c)$$

Les capacités obtenues en utilisant les équations de conception ci-dessus [19] se sont révélées précises à 3 % près sur les plages 0,2 ≤W/h≤ 2, 0.05≤s/h≤ 2 et $\varepsilon_r \geq 1$.

## 2.3.2 Impédances caractéristiques en mode pair et impair et constantes diélectriques efficaces

Les impédances caractéristiques en mode pair et impair $Z_{ce}$ et $Z_{co}$ peuvent être obtenues à partir des capacités ; Cela donne :

$$Z_{ce} = \left(c\sqrt{C_e^a}\, C_e\right)^{-1} \quad (2.27)$$

$$Z_{co} = \left(c\sqrt{C_0^a} C_0\right)^{-1} \quad (2.28)$$

Où $C_e^a$ et $C_0^a$ sont des capacités en mode pair et impair pour la configuration de la ligne de microstrip couplée avec l'air comme diélectrique**.**

$$\varepsilon_{re}^{e} = C_e / C_e^a \quad (2.29)$$

Et

$$\varepsilon_{re}^{0} = C_0 / C_0^a \quad (2.30)$$

Les constantes diélectriques efficaces $\varepsilon_{re}^e$et $\varepsilon_{re}^0$ pour les modes pair et impair, respectivement, peuvent être obtenues à partir de $C_e$ et $C_o$ en utilisant les relations.

## 2.3.3 Équations de conception plus précises

Des expressions fermées plus précises pour les constantes diélectriques efficaces et les impédances caractéristiques du micro-ruban couplé sont disponibles [20]. Pour une approximation statique, à savoir, sans tenir compte de la dispersion, ceux-ci sont donnés comme suit :

$$\varepsilon_{re}^e = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2}\left(1+\frac{10}{v}\right)^{-a_e b_e} \quad (2.31)$$

Avec

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

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

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

Où u = W/h et g = s/h. L'erreur dans $\varepsilon_{re}^{e}$ se situe à 0,7 % sur les plages de 0,1≤ u ≤10 0,1≤ g≤ 10 et 1 ≤εr ≤18.

$$\varepsilon_{re}^{0} = \varepsilon_{re} + [0.5(\varepsilon_r+1) - \varepsilon_{re} + a_o]exp(-c_o g^{do}) \qquad (2.32)$$

Avec

$$a_o = 0.7287[\varepsilon_{re} - 0.5(\varepsilon_r+1)][1-exp(-0.179u)]$$

$$b_o = \frac{0.747\varepsilon_r}{0.15+\varepsilon_r}$$

$$c_o = b_o - (b_o - 0.207)exp(-0.414u)$$

$$d_o = 0.593 + 0.694$$

Où $\varepsilon_{re}$ est le constant diélectrique efficace statique d'un seul micro-ruban de largeur *W* comme discuté précédemment. L'erreur de $\varepsilon^{o}_{re}$ est de l'ordre de 0,5%.

Les impédances caractéristiques en mode pair et impair données par les expressions de forme rapprochée suivantes sont précises à 0,6% sur les plages 0,1 ≤u≤ 10, 0,1≤ g ≤10 et 1≤ εr≤18.

$$Z_{ce} = Z_c \frac{\sqrt{\varepsilon_{re}/\varepsilon_{re}^{e}}}{1-\sqrt{\varepsilon_{re}}.Z_c/377} \qquad (2.33)$$

Où $Z_c$ est l'impédance caractéristique d'un seul micro-ruban de largeur *W*, et

$$Q_1 = 0.8695u^{0.194}$$

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

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

$$Q_4 = \frac{2Q_1}{Q_2}\cdot\frac{1}{u^{Q3}\,exp(-g)+[2-exp(-g)]u^{-Q3}}$$

$$Z_{co} = Z_c \frac{\sqrt{\varepsilon_{re}/\varepsilon_{re}^0}}{1-\sqrt{\varepsilon_{re}}.Z_c/377} \tag{2.34}$$

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

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

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

$$Q_8 = exp[-6.5 - 0.95\ln(g) - (g/0.15)^5]$$

$$Q_9 = \ln(Q_7).(Q_8 + 1/16.5)$$

$$Q_{10} = Q_4 - \frac{Q_5}{Q_2} exp\left[\frac{Q_6 \ln(u)}{u^{Q_9}}\right]$$

Les expressions à forme fermée pour l'impédance caractéristique et les constantes diélectriques effectives, telles qu'elles sont données ci-dessus, peuvent également être utilisées pour obtenir des valeurs précises de capacités pour les modes pair et impair à partir des relations définies dans l'eqs. (2.27 2.30). Les formulations qui incluent l'effet de dispersion se trouvent dans [20].

## 2.4 Discontinuités et composantes :

Dans cette section, certaines discontinuités micro-ruban typiques et composants qui sont souvent rencontrés dans les conceptions de filtres micro-ruban sont décrites.

### 2.4.1 Discontinuités des micro-rubans :

Les discontinuités de micro-ruban couramment rencontrées dans la disposition des filtres pratiques comprennent les marches, les extrémités ouvertes, les coudes, les espaces et les jonctions. La figure 2.4 illustre certaines structures typiques et leurs circuits équivalents. D'une manière générale, les effets des discontinuités peuvent être modélisés plus précisément et pris en compte dans la conception des filtres avec des simulations électromagnétiques (EM) à ondes complètes. Néanmoins, les expressions en forme fermée pour des modèles de circuits équivalents de ces discontinuités sont toujours utiles lorsqu'elles sont appropriées.

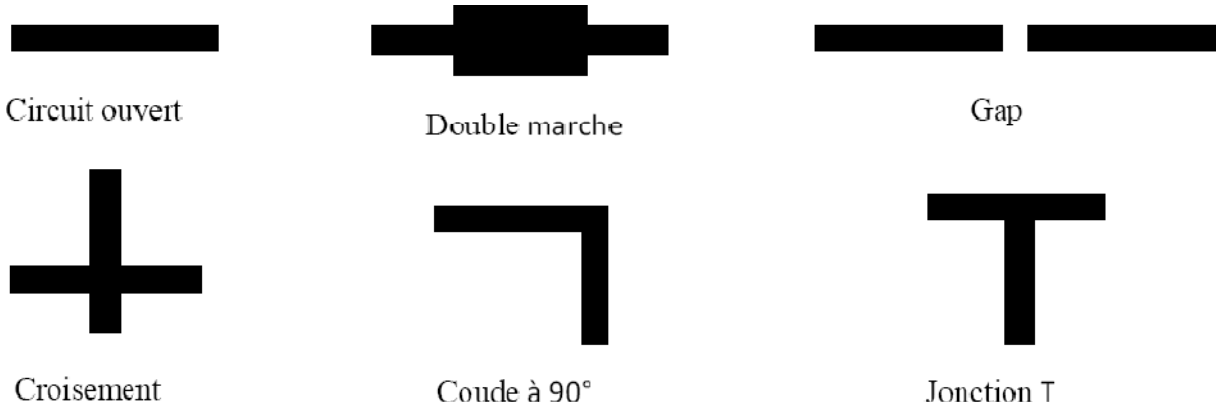



**Figure 2.4 Principales discontinuités**

### 2.4.1.1 Discontinuité du type« step » :

Pour un *Step* symétrique, la capacité et les inductances du circuit équivalent indiquées à la figure 2.4a peuvent être estimées comme suit [11] :

$$c = 0.00137h\,\frac{\sqrt{\varepsilon_{re1}}}{Z_{C1}}\left(1-\frac{W_2}{W_1}\right)\left(\frac{\varepsilon_{re1}+0.3}{\varepsilon_{re1}-0.258}\right)\left(\frac{W_1/h+0.264}{W_1/h+0.8}\right)(pF) \qquad (2.35)$$

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1}+L_{w2}}L \quad L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1}+L_{w2}}L \qquad (2.36)$$

Avec : $L_{wi} = Z_{ci}\sqrt{\varepsilon_{rei}}/c$

$$L = 0.000987h\left(1-\frac{Z_{c1}}{Z_{c2}}\sqrt{\frac{\varepsilon_{re1}}{\varepsilon_{re2}}}\right)^2(nH)$$

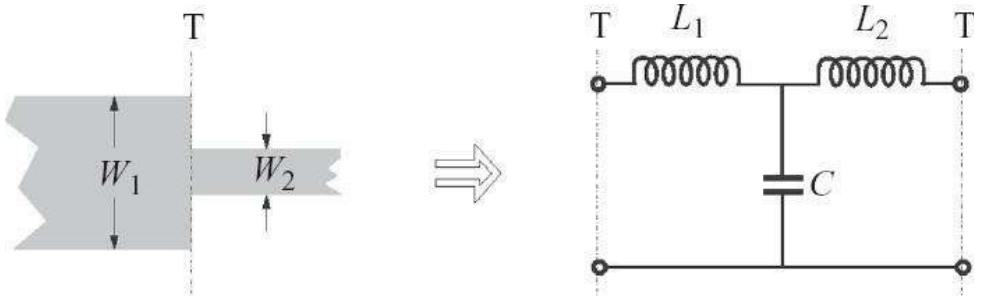


**Figure 2.4a : discontinuité step**

### 2.4.1.2 Discontinuité du type circuit ouvert :

À l'extrémité ouverte d'une ligne de micro-ruban d'une largeur de *W*, les champs ne s'arrêtent pas brusquement, mais s'étendent légèrement plus loin en raison de l'effet de frange du champ. Cet effet peut être modélisé avec une capacité de shunt équivalente $C_p$ ou avec une longueur de ligne de transmission équivalente $\Delta l$ , comme le montre la figure 2.4b. La longueur équivalente est généralement plus pratique pour la conception du filtre. La relation entre les deux paramètres équivalents peut être trouvée par [21] :

$$\Delta_l = \frac{cZ_cC_p}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \tag{2.37}$$

Où *c* est la vitesse de la lumière dans l'espace libre

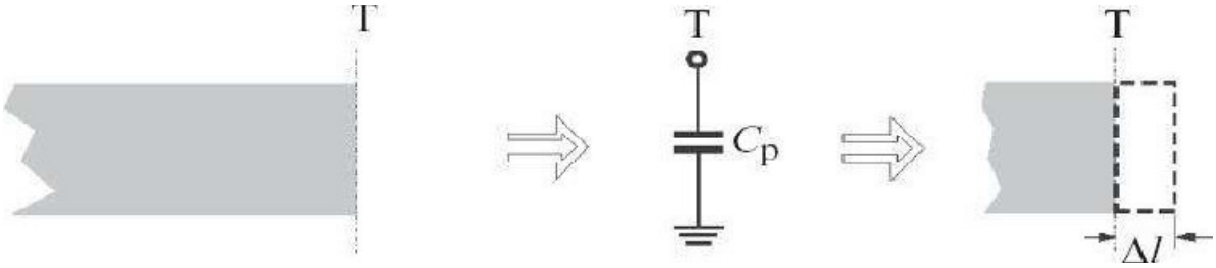



**Figure 2.4b: discontinuité de circuit ouvert**

### 2.4.1.3 Discontinuités Gap :

Un espace micro-ruban 'GAP' peut être représenté par un circuit équivalent, comme le montre la figure 2.4c. Les capacités de dérivation et de séries $C_p$ et $C_g$ peuvent être déterminées par [11] :

$$C_p = 0.5C_e$$

$$C_g = 0.5C_o - 0.25C_e \tag{2.38}$$

Où

$$\frac{C_o}{W}\,(pF/m) = \left(\frac{\varepsilon_r}{9.6}\right)^{0.8}\left(\frac{s}{W}\right)^{m_o} exp(k_o)$$

$$\frac{C_e}{w}(pF/m) = 12\left(\frac{\varepsilon_r}{9.6}\right)^{0.9}\left(\frac{s}{w}\right)^{me} exp(k_e)$$

Avec

$$m_0 = \frac{w}{h}(0.619log(w/h) - 0.3853)$$

Pour $0.1 \leq s/w \leq 1.0$

$$k_0 = 4.26 - 1.453log(w/h)$$

$$m_e = 0.8675$$

Pour $0.1 \leq s/w \leq 0.3$

$$k_e = 2.043\left(\frac{w}{h}\right)^{0.12}$$

$$m_e = \frac{1.565}{(w/h)^{0.16}} - 1$$

Pour $0.3 \leq s/w \leq 1.0$

$$k_e = 1.97 - \frac{0.03}{w/h}$$

La précision de ces expressions est de 7 % pour $0.5 \leq w/h \leq 2$ et $2.5 \leq \varepsilon_r \leq 15$.

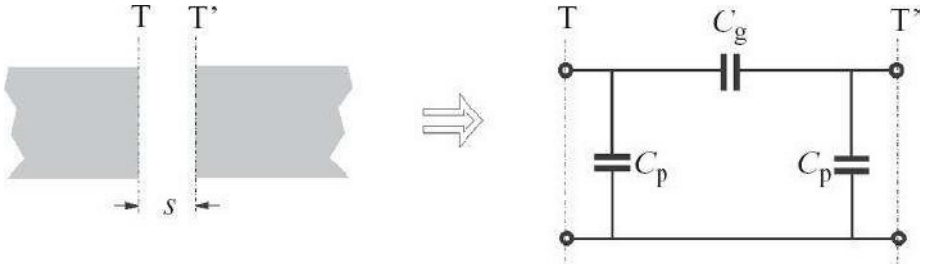



**Figure 2.4c : discontinuité gap**

### 2.4.1.4 Discontinuité type coude :

Les virages à angle droit du micro-ruban peuvent être modélisés par un réseau T équivalent, comme le montre la figure 2.4d. Gupta et al. [11] ont donné des expressions pour l'évaluation de la capacité et de l'inductance :

$$\frac{c}{w}(pF/m) = \begin{cases} \frac{(14\varepsilon_r+12.5)w/h-(1.83\varepsilon_r-2.25)}{\sqrt{w/h}} + \frac{0.02\varepsilon_r}{w/h} & for\ w/h < 1 \\ (9.5\varepsilon_r + 1.25)\,w/h + 5.2\varepsilon_r + 7.0 & for\ w/h \geq 1 \end{cases} \quad (2.39a)$$

$$\frac{L}{h}(nH/m) = 100\left\{4\sqrt{\frac{w}{h}} - 4.21\right\} \quad (2.39b)$$

La précision de la capacité est indiquée à 5 % près sur les plages de $2.5 \leq \varepsilon_r \leq 15$ et $0.1 \leq w/h \leq 5$. La précision de l'inductance est d'environ 3% pour $0.5 \leq w/h \leq 2.0$ .

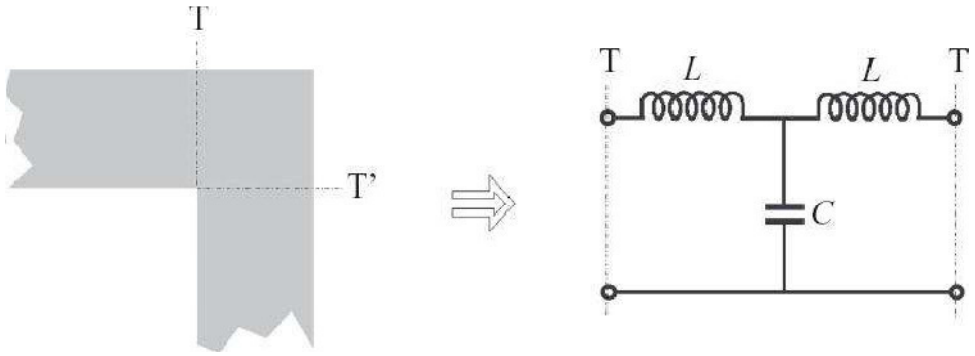



**Figure 2.4d : Discontinuité type coude**

## 2.4.2 Composants de micro-ruban :

Les composants micro-ruban, qui sont souvent rencontrés dans les conceptions de filtres micro-ruban, peuvent inclure des inductances et des condensateurs localisés, des éléments quasi localisés (à savoir, des sections de ligne courte et des stubs) et des résonateurs. Dans la plupart des cas, les résonateurs sont les éléments distribués. Le choix des composants individuels peut dépendre principalement des types de filtres, les techniques de fabrication, les pertes acceptables ou les facteurs Q, la puissance de manœuvre et la fréquence de fonctionnement. Ces composants sont décrits brièvement dans les paragraphes qui suivent.

### 2.4.2.1 Inductances et condensateurs regroupés

Les figures 2.5 et 2.6 présentent certaines configurations typiques d'inductances et de condensateurs planaires agglomérés aux micro-ondes. Ces composants peuvent être classés comme les éléments dont les dimensions physiques sont beaucoup plus petites que la longueur d'onde de l'espace libre $\lambda_0$ de la fréquence de fonctionnement la plus élevée, disons inférieure à $0{,}1\lambda_0$ [22,23]. Ainsi, ils ont l'avantage de petite taille, à faible coût, et les caractéristiques à

Large bande, mais ont un Q et une puissance de manipulation plus faibles que les éléments perturbés. En raison d'une réduction considérable de la taille, les éléments groupés sont généralement intéressants pour la réalisation de circuits intégrés monolithiques à micro-ondes (MMICs).Les applications des éléments groupés peuvent être étendues à l'onde millimétrique avec les techniques de fabrication émergentes, telles que la technique de micro-usinage [24].

Comme l'illustre la figure 2.5, la section droite à haute impédance est la forme la plus simple d'inductance, utilisé pour les valeurs d'inductance faibles (généralement jusqu'à 3 nH), tandis que l'inductance en forme spirale (circulaire ou rectangulaire) peut fournir des valeurs d'inductance plus élevées, généralement jusqu'à 10 nH.

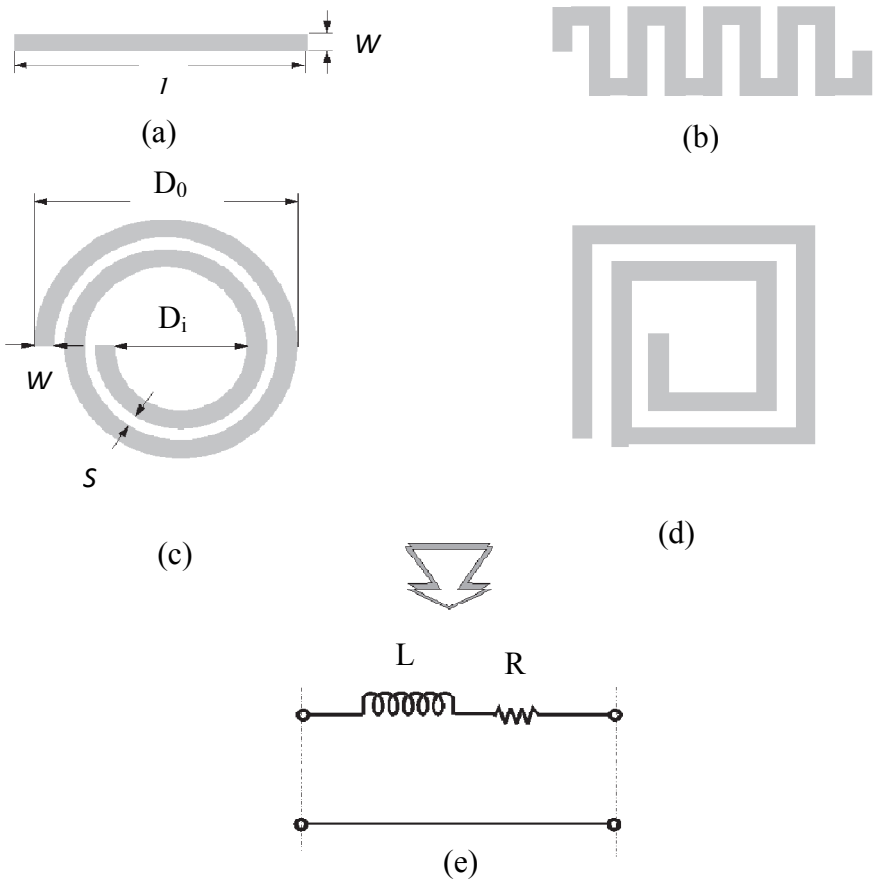



**Figure 2.5 Inducteurs à éléments groupés : a) ligne à haute impédance; b) ligne de méandre; c) spirale circulaire; d) spirale carrée; e) représentation de leur circuit idéal.**

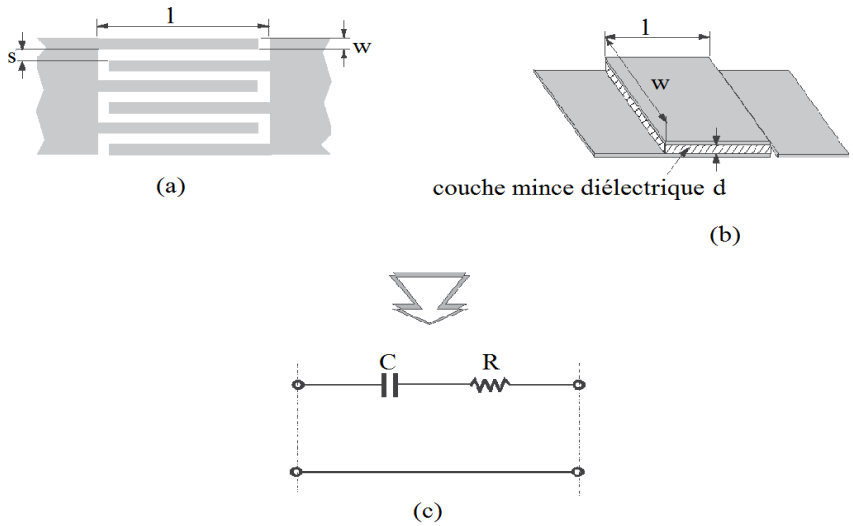



**Figure 2.6 Condensateurs à éléments groupés : (a) condensateur interdigital ; (b) condensateur MIM ; (c) représentation du circuit idéal.**

Dans la figure 2.6, le condensateur interdigital convient mieux aux applications où de faibles valeurs de capacité (moins de 1,0 pF) sont requises. Le condensateur métal-isolant (MIM), construit en utilisant une mince couche d'un diélectrique à faible perte (généralement 0,5-µm d'épaisseur) entre deux plaques métalliques, est utilisé pour atteindre des valeurs plus élevées, par exemple, jusqu'à 30 pF dans les petites zones. Les plaques métalliques doivent être plus épaisses que trois fois les profondeurs de peau pour minimiser les pertes de conducteurs.

### 2.4.2.1.1 Conception des inductances

Des équations de conception approximatives sont disponibles pour les inductances et les résistances associées de divers types d'inductances [11,25]. Soient *W*, *t*, et *l* les dimensions représentant la largeur, l'épaisseur, et la longueur du conducteur, respectivement. L'épaisseur du conducteur t doit être supérieure à trois fois profondeurs de peau. Dans le cas des spirales, *n* indique le nombre de tours et *s* est l'espacement entre les tours. En outre, $R_s$ indique la résistance de surface du conducteur en ohms par carré.

Pour l'inducteur linéaire :

$$L(nH) = 2 \times 10^{-4} l \left[ ln\left(\frac{l}{W+t}\right) + 1.193 + 0.2235\frac{W+t}{l}\right] \cdot K_g \quad \text{pour } l \text{ en µm} \tag{2.40a}$$

$$R = \frac{\mathrm{R_s l}}{2(\mathrm{W+t})} \cdot \left[1.4 + 0.217 \ln\left(\frac{\mathrm{W}}{5\mathrm{t}}\right)\right] \qquad \text{pour } 5 < \frac{W}{t} < 100 \tag{2.40b}$$

Pour l'inducteur circulaire en spirale :

$$L(nH) = 0.03937 \frac{\mathrm{a^2 n^2}}{8\mathrm{a}+11\mathrm{c}} \cdot K_g \qquad \text{pour a en µm} \tag{2.41a}$$

$$a = \frac{D_o + D_i}{4} \qquad\qquad c = \frac{D_o - D_i}{2}$$

$$R = 1.5\frac{\pi a n R_s}{W} \tag{2.41b}$$

La conception d'une inductance de boucle peut être obtenue à partir d'un inducteur en spirale à un tour ($n$ = 1). On peut remarquer que l'inductance d'un seul tour est moindre (à cause de l'effet de proximité) que l'inductance d'une ligne droite de même longueur et largeur.

Dans les expressions d'inductance, *Kg* est un facteur de correction pour prendre en compte l'effet d'un plan au sol, qui tend à diminuer la valeur d'inductance à mesure que le plan au sol est rapproché. Pour une approximation de premier ordre, l'expression est la suivante pour $K_g$ peut être utilisée

$$\mathrm{K_g} = 0.57 - 0.145 \ln\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{h}} \qquad \text{pour } \frac{\mathrm{W}}{\mathrm{h}} > 0.05 \tag{2.42}$$

Où h est l'épaisseur du substrat. Le Q non chargé d'un inducteur peut être calculé à partir de :

$$\mathrm{Q} = \frac{\omega L}{R} \tag{2.43}$$

### 2.4.2.1.2 Conception des condensateurs

Prenant la largeur du doigt *W* égale l'espace *s* pour atteindre la densité de capacité maximale, et en supposant que l'épaisseur du substrat *h* est beaucoup plus grande que la largeur du doigt, une expression fermée très simple [26] pour Estimation de la capacité du condensateur interdigital peut être donnée par :

$$\mathrm{C(pF)} = 3.937 \times 10^{-5}\mathrm{l}(\varepsilon_r + 1)[0.11(\mathrm{n} - 3) + 0.252] \qquad \text{pour l en } \mu\mathrm{m} \tag{2.44a}$$

Où *n* est le nombre de doigts et $\varepsilon_r$ est le constant diélectrique relatif du substrat. Le facteur Q correspondant aux pertes de conducteurs est donné par :

$$\mathrm{Q_c} = \frac{1}{\omega \mathrm{CR}} \quad \text{pour } \mathrm{R} = \frac{4}{3}\frac{\mathrm{R_s l}}{\mathrm{Wn}} \tag{2.44b}$$

Le facteur *Q* diélectrique est approximativement $Q_d = 1/\tan\delta$, où $\tan\delta$ est la tangente de perte diélectrique. Le facteur *Q* total est alors trouvé à partir de

$$\frac{1}{\mathrm{Q}} = \frac{1}{\mathrm{Q_c}} + \frac{1}{\mathrm{Q_d}} \tag{2.45}$$

La capacité d'un condensateur MIM est très proche d'une simple valeur de plaque parallèle :

$$\mathrm{C} = \frac{\varepsilon(\mathrm{W} \times \mathrm{l})}{\mathrm{d}} \tag{2.46a}$$

Où $(W \times l)$ est la surface des plaques métalliques qui sont séparées par une couche mince diélectrique avec une épaisseur *d* et une constante diélectrique $\varepsilon$. Le conducteur $Q_c$ est :

$$\mathrm{Q_c} = \frac{1}{\omega \mathrm{CR}} \qquad \text{pour } \mathrm{R} = \frac{\mathrm{R_s} l}{\mathrm{W}} \tag{2.46b}$$

De même, le *Q* total peut être déterminé à partir de l'éq. (2.45).

### 2.4.2.2 Éléments Quasi groupés :

Les tronçons de ligne de micro-ruban dont la longueur physique est inférieure au quart de la longueur d'onde guidée $\lambda_g$ à laquelle ils opèrent, sont les composants les plus communs pour la réalisation approximative par micro-ondes d'éléments groupés dans des structures de filtre de micro-ruban, et sont appelés éléments quasi groupés. Ils peuvent également être considérés comme des éléments groupés si leurs dimensions sont encore plus petites, disons plus petit que $\lambda_g/8$. Certains éléments importants de quasi groupés de micro-ruban sont discutés dans cette section.

### 2.4.2.2.1 Sections de lignes courtes à impédance élevée et basse :

Dans la figure 2.7, une courte longueur de ligne à haute impédance ($Z_c$) sans perte terminée aux deux extrémités par des impédances relativement faibles ($Z_0$), est représentée par un circuit π équivalent. Pour une constante de propagation $\beta = 2\pi/\lambda_g$ de la ligne courte, les paramètres du circuit sont donnés par :

$$x = Z_c \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right) \qquad \text{et} \qquad \frac{B}{2} = \frac{1}{Z_c}\tan\left(\frac{\pi}{\lambda_g}l\right) \tag{2.47}$$

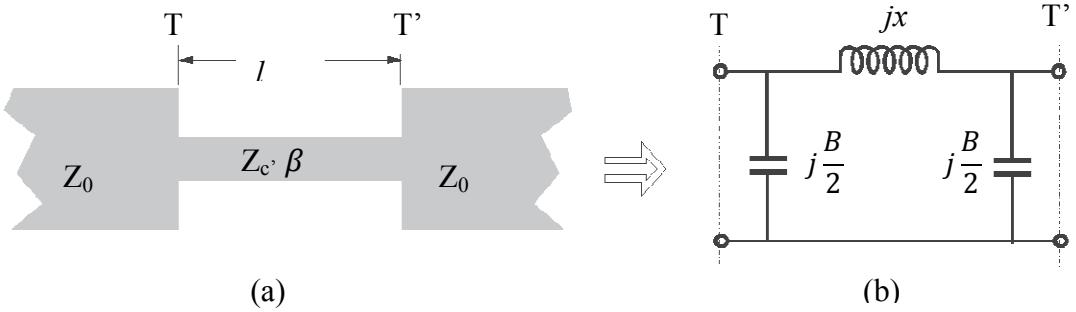



**Figure 2.7 Élément de ligne courte à haute impédance.**

Qui peut être obtenu en mettant en équation les paramètres ABCD des deux circuits.

Si $l < \lambda_g/8$, alors

$$x \approx Z_c\left(\frac{2\pi}{\lambda_g}l\right) \qquad et \quad \frac{B}{2} \approx \frac{1}{Z_c}\left(\frac{\pi}{\lambda_g}l\right) \tag{2.48}$$

On peut en outre montrer que pour $Z_c >> Z_0$, l'effet des susceptances shunt peut être négligé et que cette section de courte distance a un effet équivalent à celui d'une inductance de série ayant une valeur de $L = Z_c l/v_p$ , Où $v_p = \omega/\beta$ est la vitesse de phase de propagation le long de la ligne courte.

Pour le cas double illustré à la figure 2.8, une courte longueur de ligne à faible impédance ($Z_c$) sans perte terminée à chaque extrémité par impédance relativement élevée ($Z_0$) est représentée par un circuit équivalent en T avec les paramètres du circuit

$$B = \frac{1}{Z_c}sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_g}l\right) \quad et \quad \frac{x}{2} = Z_c\tan\left(\frac{\pi}{\lambda_g}l\right) \tag{2.49}$$

Pour $l < \lambda_g/8$ les valeurs des paramètres du circuit peuvent être estimées par

$$B \approx \frac{1}{Z_c}\left(\frac{2\pi}{\lambda_g}l\right) \quad et \ \frac{x}{2} \approx Z_c\left(\frac{\pi}{\lambda_g}l\right) \tag{2.50}$$

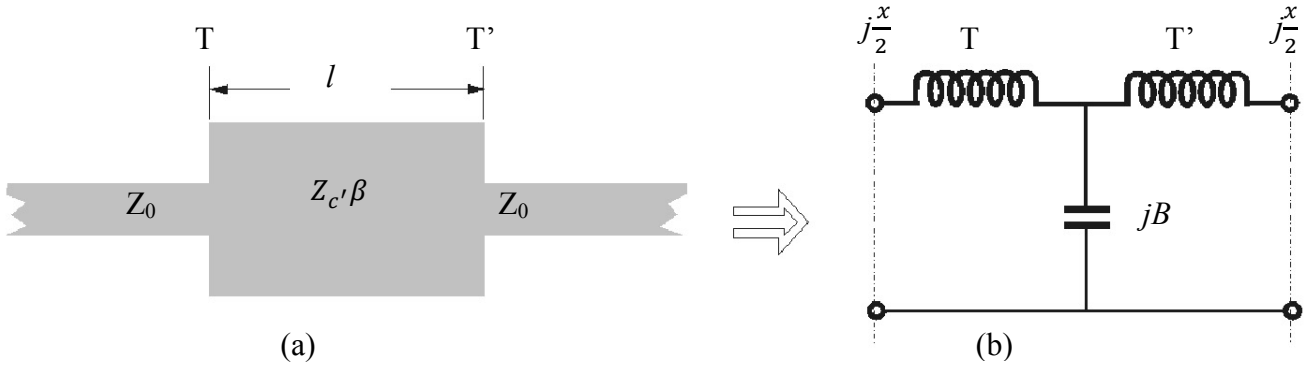



**Figure 2.8 Élément de ligne courte à faible impédance.**

De même, si $Z_c << Z_0$, l'effet des réactances de série peut être négligé, et cette section courte ligne a un effet équivalent à celui d'une capacité de shunt $C = l/(Z_c/v_p)$.

Pour évaluer le facteur de qualité Q de ces éléments des lignes courtes, on peut inclure la perte en considérant une transmission avec perte avec une constante de propagation complexe $\gamma = \alpha + j\beta$. La résistance totale équivalente de la série associée à la réactance de la série est alors approchée par $R \approx Z_c \alpha l$ , que la conductance totale équivalente de shunt associée à la susceptance shunt est $G \approx \alpha l/Z_c$. Depuis $Qz = x/R$ pour un élément de réaction avec perte et $Q_Y = B/G$ pour un élément de susceptance avec perte, on peut montrer que le facteur Q total $(1/Q = 1/Q_Z + 1/Q_Y)$ des éléments des lignes courtes est estimé par :

$$Q = \frac{\beta}{2\alpha} \tag{2.51}$$

Où β est en radians par unité de longueur et α est en nepers par unité de longueur.

## 2.4.2.2.2 Stubs en circuit ouvert et en court-circuit

Nous allons maintenant démontrer qu'un tronçon court en circuit ouvert de la ligne de micro-ruban sans perte peut être équivalent à un condensateur de dérivation et qu'un court-circuit similaire peut être équivalent à une inductance shunt, comme l'indique la figure 2.9. Selon la théorie des lignes de transmission, l'admittance d'entrée d'une ligne de transmission à circuit ouvert ayant une admittance caractéristique $Y_c = 1/Z_c$ et une constante de propagation $\beta = 2\pi/\lambda_g$ est donnée par :

$$Y_{in} = jY_c \tan\left(\frac{2\pi}{Y_g} l\right) \tag{2.52}$$

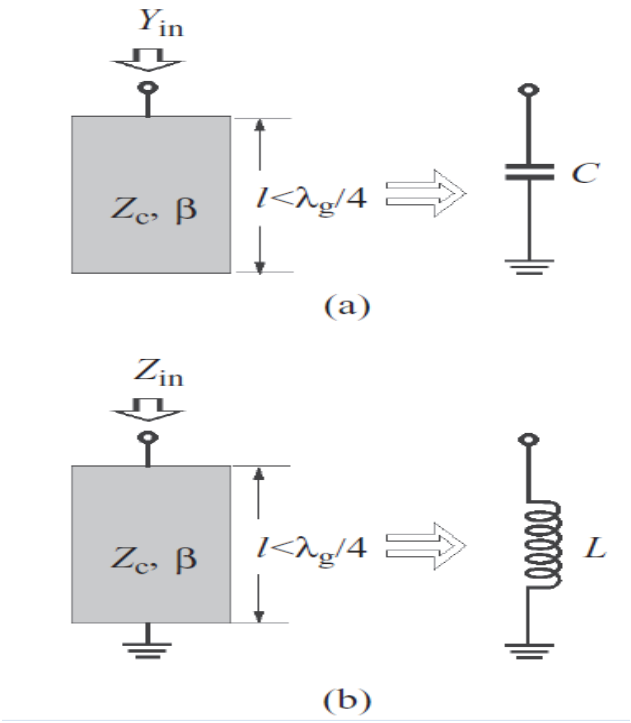



**Figure 2.9 Tronçons courts : a) tronçons en circuit ouvert; b) tronçons en court-circuit**

Où $l$ est la longueur du stub.si $l < \lambda_g/4$ cette admission d'entrée est capacitive. Si le stub est encore plus court, disons $l < \lambda_g/8$ , l'admission des intrants peut être estimée par :

$$Y_{in} \approx jY_c\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) = j\omega\left(\frac{Y_c l}{v_p}\right) \tag{2.53}$$

Où $v_p$ est la vitesse de phase de propagation dans le tronçon. Il est maintenant plus clair qu'un court tronçon en circuit ouvert est équivalent à une capacité de dérivation $C = Y_c l/v_p$.

Pour le cas double, l'impédance d'entrée d'une transmission court-circuitée similaire a la ligne est donnée par :

$$Z_{in} = jZ_c \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \tag{2.54}$$

Cette impédance d'entrée est inductive pour $l < \lambda_g/4$. Si $l < \lambda_g/8$. Une approximation de l'impédance d'entrée est

$$Z_{in} \approx jZ_c\left(\frac{2\pi}{\lambda_g}l\right) = j\omega\left(\frac{Z_c l}{v_p}\right) \quad (2.55)$$

### 2.4.2.3 Résonateurs :

Un résonateur de micro-ruban est toute structure capable de contenir au moins un champ électromagnétique oscillant. Il existe de nombreuses formes de résonateur micro-ruban. En général, les résonateurs à micro-ruban pour les conceptions de filtres peuvent être classés comme des résonateurs à éléments localisés ou à éléments quasi-localisés et des résonateurs à lignes distribuées ou des résonateurs patch. La figure 2.10 illustre certaines configurations typiques de ces résonateurs.

Les résonateurs à éléments localisés ou à éléments quasi-localisés, formés par les inductances et les condensateurs localisés ou quasi-localisés, comme le montrent les figures 2.10a et b, résonnera évidemment à $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ . Cependant, ils peuvent résonner à des fréquences plus élevées à laquelle leurs tailles ne sont plus beaucoup plus petites qu'une longueur d'onde et, donc, par définition, ne sont plus des éléments localisés ou quasi-localisés.

Les résonateurs à ligne distribuée illustrés aux figures 2.10c et d peuvent être appelés résonateurs à quart d'onde, puisqu'ils ont une longueur $\lambda_{g0}/4$, où $\lambda_{g0}$ est la longueur d'onde guide à la fréquence de résonance fondamentale$f_0$. Ils peuvent également résonner à d'autres fréquences plus élevées lorsque $f \approx (2n-1)f_0$ pour $n$= 2 ,3 ,… Un autre résonateur de ligne distribuée typique est le résonateur de demi-longueur d'onde, comme le montre la figure 2.10e, Qui est $\lambda_{g0}/2$ à sa fréquence de résonance fondamentale, et peut également résonner à $f = nf_0$ pour $n = 2,3, ...$

Le résonateur circulaire illustré à la figure 2.10f est un autre type de résonateur à ligne distribuée [27], où r est le rayon médian de l'anneau. L'anneau résonnera à sa fréquence fondamentale $f_0$ lorsque sa circonférence médiane $2\pi r \approx \lambda_{g0}$. Les modes de résonance plus élevés se produisent au $f = nf_0$ pour $n = 2,3, ....$ en raison de sa géométrie symétrique,

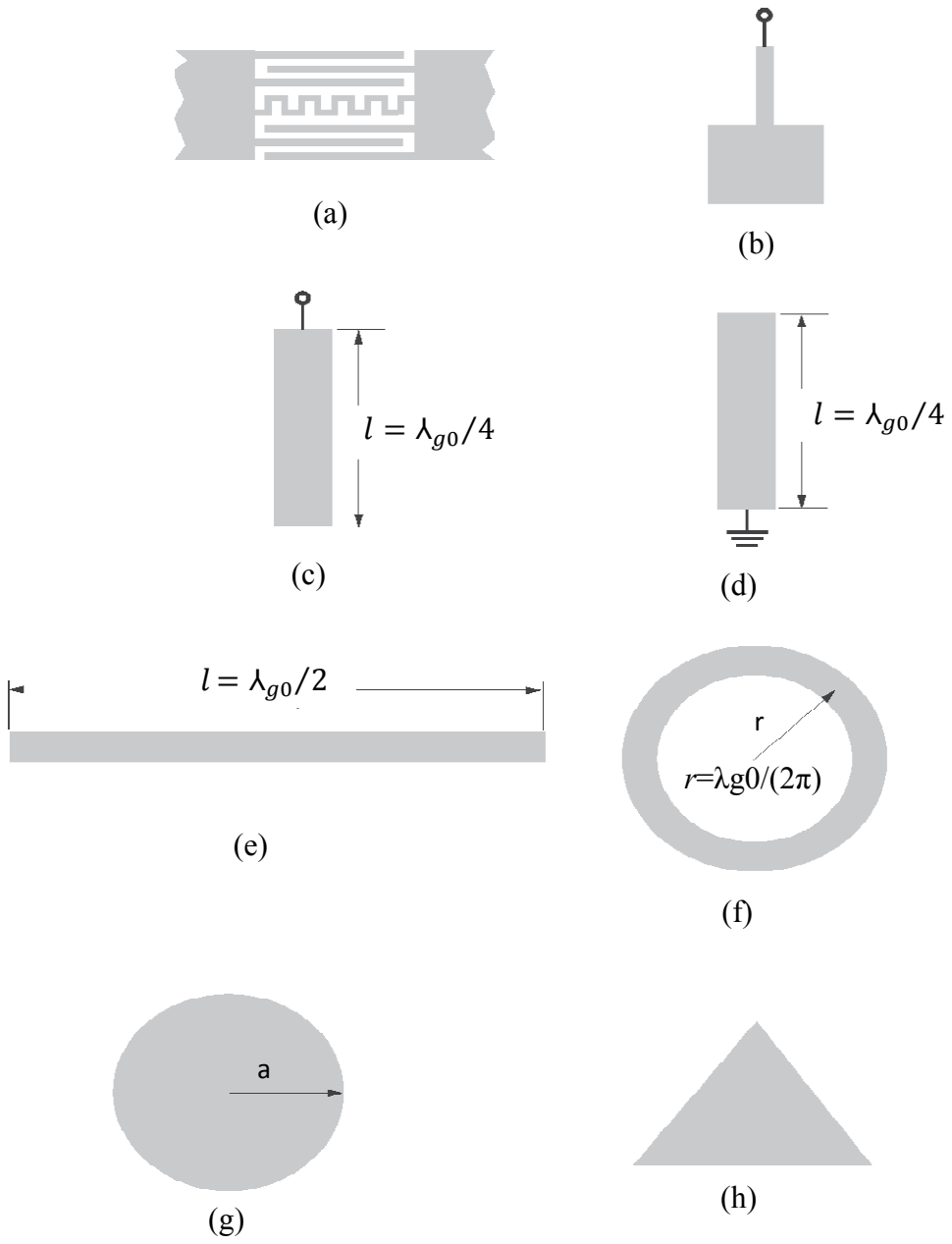



**Figure 2.10 Quelques résonateurs typiques de micro-onde : (a) résonateur à éléments agglomérés; b) résonateur à élément quasilumpé; c) résonateur $\lambda_{g0}/4$ lignes (résonance de série shunt); d) résonateur $\lambda_{g0}/4$ lignes (résistance en parallèle); e) le coordonnateur de ligne $\lambda_{g0}/2$; f) résonateur circulaire; g) résonateur de patch circulaire; h) résonateur de patch triangulaire.**

Le résonateur circulaire illustré à la figure 2.10f est un autre type de résonateur à ligne distribuée [28], où r est le rayon médian de l'anneau. L'anneau résonnera à sa fréquence fondamentale $f_0$ lorsque sa circonférence médiane $2\pi r \approx \lambda_{g0}$. Les modes de résonance plus élevés se produisent au $f = nf_0$ pour $n = 2,3, \ldots$. En raison de sa géométrie symétrique,

# Chapitre 03

## 3.1 Introduction

Dans ce chapitre nous avons présenté les différentes topologies des filtres micro-ondes qui il sont : Filtre à base de lignes couplée à l'extrémité ''end coupled '', Filtre à base de lignes couplées en parallèle (edge-coupled), Filtre passe-bande Hairpin-line, Filtre passe bande interdigital

## 3.2 Filtre passe bande à basse de ligne micro-ruban couplées

### 3.2.1Filtre à base de lignes couplée à l'extrémité ''end coupled ''

La configuration générale d'un filtre passe-bande à couplé à l'extrémité est illustrée à la figure 3.1, où chaque résonateur de micro-ruban ouvert mesure environ une longueur d'une demi longueur d'onde à la fréquence de bande moyenne $f_0$ du filtre passe-bande. Le couplage d'un résonateur à l'autre se fait par l'espace entre les deux extrémités ouvertes adjacentes et, par conséquent, est capacitif. Dans ce cas, l'écart peut être représenté par des inverseurs, Ces inverseur $J$ ont tendance à transformer des niveaux d'impédance élevés aux extrémités de chacun des résonateurs de demi-longueur d'onde et on peut montrer que cela provoque une résonance de type shunt [29].

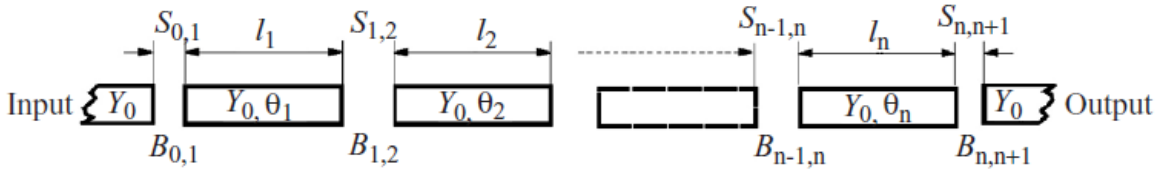



**Figure 3.1 : Configuration générale du filtre passe-bande microbande à couplage d'extrémité.**

Ainsi, le filtre considéré fonctionne comme le filtre de type shunt-résonateur dont les équations de conception générale sont données comme suit :

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2}\frac{FBW}{g_0 g_1}} \tag{3.1a}$$

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi FBW}{2}\frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} j = 1 \text{ à } n-1 \tag{3.1b}$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2 g_n g_{n+1}}} \tag{3.1c}$$

Où les constantes $g_0$, $g_1$… $g_n$ sont les éléments du filtre prototype passe-bas dont la fréquence de coupure normalisée est $\Omega_c = 1$, et $FBW$ est la bande passante fractionnée du filtre passe-bande. Où $J_{j,j+1}$ sont les admittances caractéristiques des inverseurs $J$ et $Y_0$ est l'admittance caractéristique de la ligne de micro-ruban .

Les susceptances $B_{j,j+1}$ des discontinuités (Gap) sont données par :

$$\frac{B_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}}{1-\left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}\right)^2} \tag{3.2}$$

Et

$$\theta_j = \pi - \frac{1}{2}\left[tan^{-1}\left(\frac{2B_{j-1,j}}{Y_0}\right) + tan^{-1}\left(\frac{2B_{j-1,j}}{Y_0}\right)\right] \quad \text{Radians} \tag{3.3}$$

Où le $B_{j,\,j+1}$ et $\theta_j$ sont évalués à $f_0$. Notez que le deuxième terme à droite de l'éq. (3.3) indique l'absorption des longueurs électriques négatives des inverseurs $J$ associées au $j^{ieme}$ résonateur demi-longueur d'onde.
En se référant au circuit équivalent du Gap micro-ruban dans la figure 2.4c, les intervalles de couplage $s_{j,j+1}$ du filtre résonateur à couplage d'extrémité micro-ruban peuvent être déterminés quant à obtenir les capacités de série qui satisfont

$$C_g^{j,j+1} = \frac{B_{j,j+1}}{\omega_0} \tag{3.4}$$

Où $\omega_0 = 2\pi f_0$ est la fréquence angulaire à la bande médiane. Les longueurs physiques des résonateurs sont données par

$$l_j = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi}\theta_j - \Delta l_j^{e1} - \Delta l_j^{e2} \tag{3.5}$$

Où $\Delta l_j^{e1,e2}$sont les longueurs effectives des capacités de shunt aux deux extrémités du résonateur $j$. Étant donné que les capacités parallèles $C_p^{j,j+1}$, sont associées aux capacités de série$C_g^{j,j+1}$, telles que définies dans le circuit équivalent du Gap de micro-ruban, elles sont également déterminées une fois $C_g^{j,j+1}$, dans l'éq. (3.4) sont résolus pour les écarts de couplage requis. Les longueurs effectives peuvent alors être trouvées par

$$\Delta l_j^{e1} = \frac{\omega_0 C_p^{j-1,j}}{Y_0}\frac{\lambda_{g0}}{2\pi}$$

$$\Delta l_j^{e2} = \frac{\omega_0 C_p^{j+1,j}}{Y_0}\frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \tag{3.6}$$

## 3.2.2 Filtre à base de lignes couplées en parallèle (edge-coupled) :

La figure 3.2 illustre une structure générale des filtres passe bande à couplage parallèle (edge-coupled), qui utilisent des résonateurs à demi-longueur d'onde. Ils sont positionnés de façon à ce que les résonateurs adjacents soient parallèles les uns aux autres sur la moitié de leur longueur. Cette disposition parallèle donne un couplage relativement important pour un espacement donné. Entre les résonateurs et, par conséquent, cette structure de filtre est

particulièrement pratique pour construire des filtres ayant une bande passante plus large par rapport à la structure de filtres micro-ruban à couplage d'extrémité décrits dans la dernière section. Les équations de conception [29] pour ce type de filtre sont données par :

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2}\frac{FBW}{g_0 g_1}} \tag{3.7a}$$

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi\, FBW}{2}\frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \qquad j = 1 \text{ à } n-1 \tag{3.7b}$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2 g_n g_{n+1}}} \tag{3.7c}$$

Où $g_0$, $g_1$ . . . $g_n$ sont l'élément du filtre prototype passe-bas dont la fréquence de coupure normalisée $\Omega_c = 1$, et *FBW* est la bande passante fractionnée du filtre passe-bande. $J_{j,j+1}$ sont les admittances caractéristiques des inverseurs *J* et $Y_0$ est l'admittance caractéristique des lignes terminales. On pourrait noter que éq. (3.7) est en fait la même que éq.(3.1). La raison en est que les deux types de filtre peuvent avoir la même représentation réseau passe-bas. Cependant, la mise en œuvre sera différente. Pour réaliser les inverseurs *J* obtenus ci-dessus, les impédances caractéristiques en mode pair et impair des résonateurs de ligne de micro-ruban couplés sont déterminées par

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0}\left[1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}\right)^2\right] \quad pour\ j = 0 \text{ à } n \tag{3.8a}$$

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0}\left[1 - \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}\right)^2\right] \quad pour\ j = 0 \text{ à } n \tag{3.8b}$$

L'utilisation des équations de conception et la mise en œuvre du filtre de micro-ruban de ce type seront exploités pour concevoir un filtre dans le chapitre qui suivant.

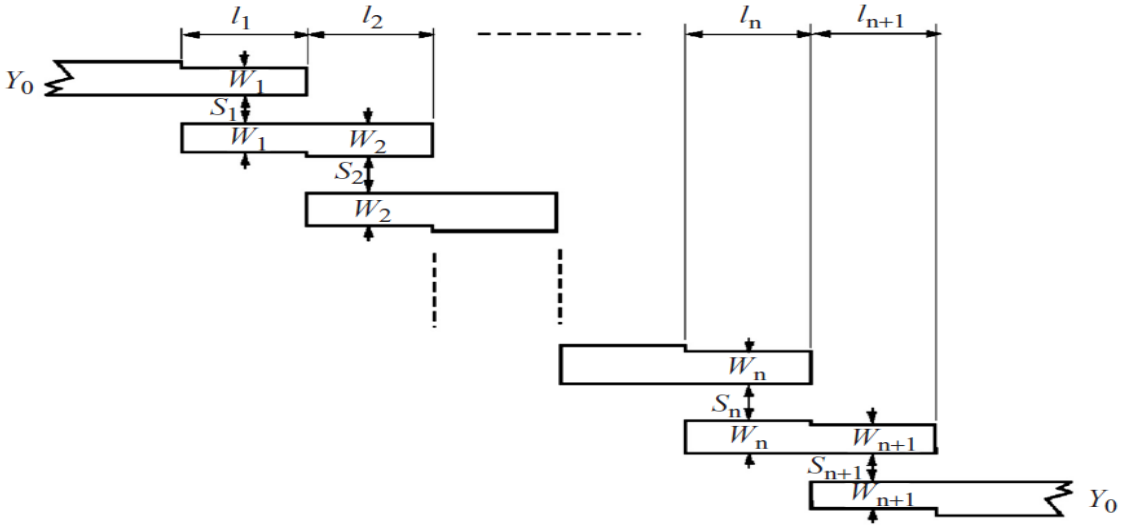



**Figure 3.2 Structure générale du filtre passe-bande microbande couplé en parallèle (edge-coupled).**

La longueur réelle de chaque section de ligne couplée est ensuite déterminée par

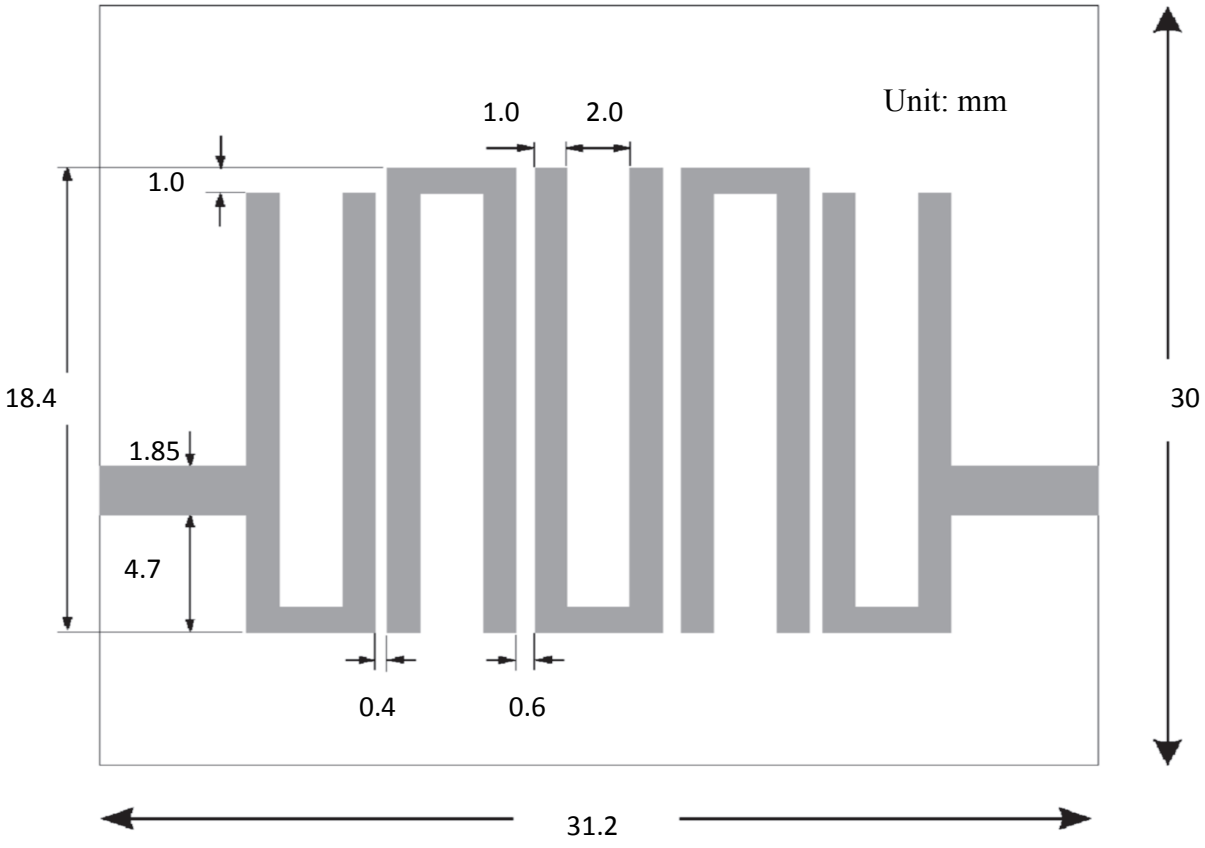
$$l_j = \frac{\lambda_0}{\left(\sqrt{(\varepsilon_{re})j \times (\varepsilon_{r0})j}\right)^{1/2}} - \Delta l_j \qquad (3.9)$$

Où $\Delta l_j$ est la longueur équivalente de l'extrémité ouverte du micro-ruban.

## 3.3 Filtre passe-bande Hairpin-line

Les filtres passe-bande Hairpin-line sont des structures compactes. Ils peuvent être conceptuellement obtenus en pliant les résonateurs des filtres de résonateurs à couplage parallèle à demi-longueur d'onde, qui sont discutés dans la section précédente, en forme de « U ». Ce type de résonateur en forme de « U » est ce qu'on appelle le résonateur hairpin. Par conséquent, les mêmes équations de conception peuvent être utilisées pour les filtres à résonance demi-longueur d'onde couplés en parallèle [30]. Cependant, pour plier les résonateurs, il est nécessaire de tenir compte de la réduction de la longueur des lignes couplées, qui réduit le couplage entre les résonateurs. Si les deux bras de chaque résonateur en hairpin sont également rapprochés, ils fonctionnent comme une pair de lignes couplées, ce qui peut également avoir un effet sur le couplage.

Un filtre expérimental en hairpin de ce type a été démontré [31],




(a)

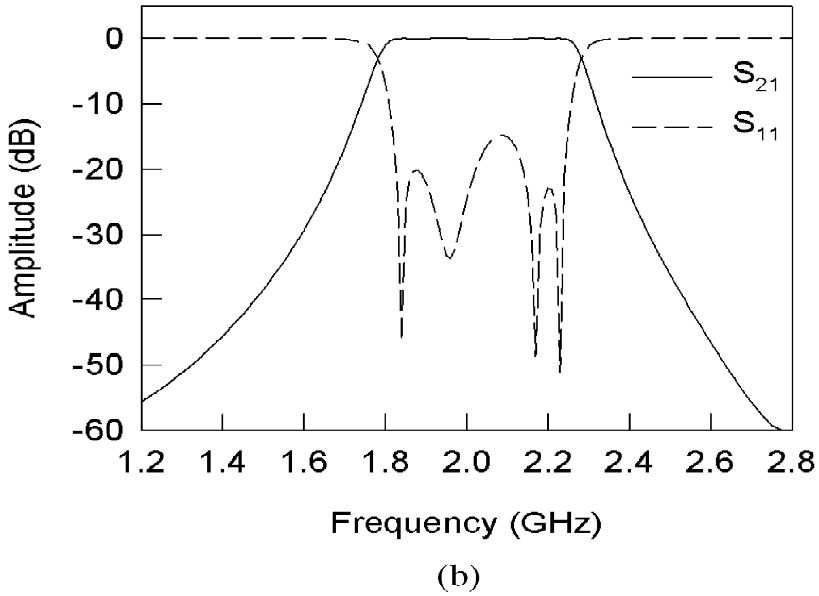



**Figure 3.3 (a) Disposition d'un filtre passe-bande à cinq pôles, à barrettes, sur un substrat de 1,27 mm d'épaisseur avec un constant diélectrique relatif de 6,15. (b) Performance simulée du filtre.**

## 3.4 Filtre passe bande interdigital :

La figure 3.5 montre un type de filtre passe-bande interdigital couramment utilisé pour la mise en œuvre du micro-ruban. La configuration du filtre, comme illustré, consiste en un réseau de résonateurs de ligne de transmission en mode TEM ou quasi-TEM, chacun ayant une longueur électrique de $90^0$ à la fréquence de bande moyenne et étant court-circuité à une extrémité et circuit ouvert à l'autre extrémité avec orientation alternative.

En général, Les dimensions des éléments de ligne ou des résonateurs peuvent être différentes, comme indiqué par les longueurs $l_1$, $l_2$… $l_n$ et les largeurs $W_1$, $W_2$ …$W_n$. Le couplage est réalisé par les champs frangeant entre les résonateurs adjacents séparés par l'espacement $s_{i,i+1}$ pour $i = 1$ ... $n$-1. L'entrée et la sortie du filtre utilisent des lignes avec une admittance caractéristique $Y_t$ , qui peut être réglée pour égaler l'admittance caractéristique source/charge $Y_0$. Une longueur électrique $\theta_t$, mesurée loin de l'extrémité court-circuitée du résonateur d'entrée/sortie, indique la position de la ligne d'alimentation, où $Y_1 = Y_n$ indique l'impédance caractéristique d'un seul résonateur micro ruban d'entrée/sortie.

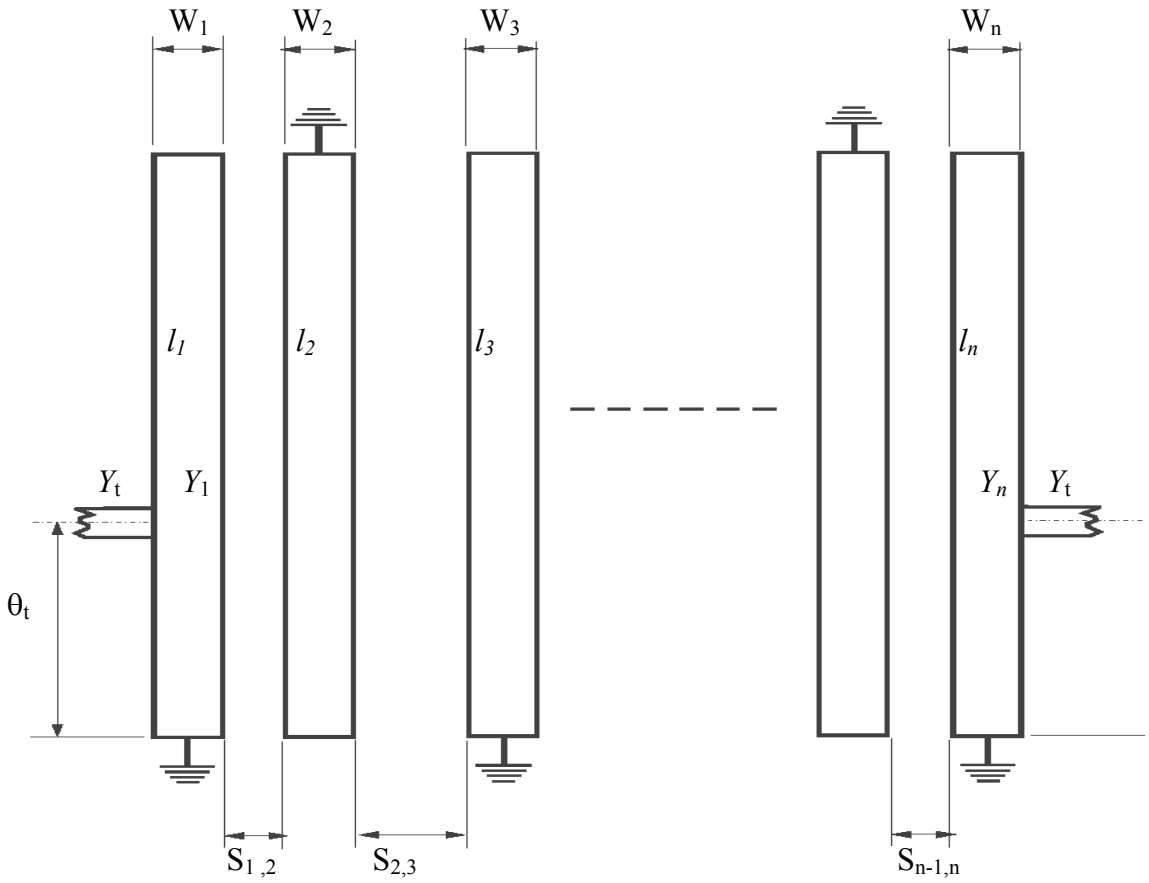



**Figure 3.4 Configuration générale du filtre passe-bande interdigital.**

Ce type de filtre passe-bande micro ruban est compact, mais nécessite l'utilisation de résonateurs micro ruban avec mise à la terre, ce qui est généralement accompli avec via-trous. Cependant, étant donné que les résonateurs ont une longueur de quart d'onde, en utilisant la mise à la terre, la deuxième bande passante du filtre est centrée à environ trois fois la fréquence de la bande médiane de la première bande passante souhaitée et il n'y a aucune possibilité de réponse erronée entre les deux. Pour les filtres à résonateurs à demi-longueur d'onde couplés en parallèle, décrits dans la section précédente, une bande passante fausse à environ deux fois la fréquence de la bande médiane est presque toujours excitée. La théorie originale et la procédure de conception des filtres passe-bande interdigitaux avec entrée/sortie de ligne couplée (E/S) se trouvent [32]. Les équations de conception pour le type de filtre passe-bande avec E/S en ligne taraudée dans la figure 3.5 sont données par [33] :

$$\theta = \frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{FBW}{2}\right), Y = \frac{Y_1}{tan\theta}$$

$$J_{i,i+1} = \frac{Y}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad pour\ i = 1 \ \text{à} \ n-1$$

$$Y_{i,i+1} = J_{i,i+1} sin\theta \quad pour\ i = 1 \ \text{à} \ n-1$$

$$C_1 = \frac{Y_1 - Y_{1,2}}{v}, C_n = \frac{Y_1 - Y_{n-1,n}}{v}$$

$$C_i = \frac{Y_1 - Y_{i-1,i} - Y_{i;i+1}}{v} \quad pour\ i = 2 \ \text{à}\ n-1$$

$$C_{i,i+1} = \frac{Y_{i;i+1}}{v} \quad pour\ i = 1 \ \text{à}\ n-1$$

$$Y_t = Y_1 - \frac{Y_{1,2}^2}{Y_1}$$

$$\theta_t = \frac{sin^{-1}\left(\sqrt{\frac{Ysin^2\theta}{Y_0 g_0 g_1}}\right)}{1 - \frac{FBW}{2}} \qquad (3.10)$$

$$C_t = \frac{cos\theta_t sin^3\theta_t}{\omega_0 Y_t \left(\frac{1}{Y_0^2 + \frac{cos^2\theta_t sin^2\theta_t}{Y_t^2}}\right)}$$

Où *FBW* est la bande passante fractionnée et $g_i$ représente les valeurs d'éléments d'un filtre prototype passe-bas avec une fréquence de coupure normalisée à $\Omega_c$ =1.
$C_i$ ($i$ = 1 à $n$) sont les auto-capacités par unité de longueur pour les éléments de ligne, tandis que $C_{i,i+1}$($i$ = 1 à $n$-1) sont les capacités mutuelles par unité de longueur entre les éléments de ligne adjacentes. Notez que $v$ indique la vitesse de phase d'onde dans le milieu de propagation. Les dimensions physiques des éléments de ligne peuvent alors être trouvées à partir des capacités auto-et mutuelles requises. $C_t$ est la capacité à charger sur les résonateurs d'entrée et de sortie afin de compenser le décalage de fréquence résonant en raison de l'effet de l'entrée et de la sortie taraudée. Il peut également être souhaitable d'utiliser les impédances en mode pair et impair pour les conceptions du filtre. Les capacités auto-et mutuelles par unité de longueur d'une pair de lignes parallélépipédiques notées par *a* et *b* peuvent être liées aux admittances caractéristiques de la ligne et les impédances par [32] :

$$Y_{0e}^a = vC_a, \qquad Y_{0o}^a = v(C_a + 2C_{ab})$$

$$Y_{0e}^b = vC_b, \qquad Y_{0o}^a = v(C_b + 2C_{ab})$$

$$Z_{0o}^a = \frac{C_b}{v\,F}, \qquad Z_{0o}^a = \frac{C_b + 2C_{ab}}{v\,F} \qquad (3.11)$$

$$Z_{0o}^b = \frac{C_a}{v\,F}, \qquad Z_{0e}^b = \frac{C_a + 2C_{ab}}{v\,F}$$

$$F = C_a C_b + C_{ab}(C_a + C_b)$$

Afin d'obtenir les impédances en mode pair et impair souhaitées, les lignes couplées en association avec les résonateurs couplés adjacents auront, en général, des largeurs de ligne

différentes , résultant en pairs de lignes couplées asymétriques. Les deux modes, également appelés modes '' *c*'' et '' π '' [34], correspondant aux modes pair et impair dans le cas symétrique, ont des impédances caractéristiques différentes, comme on peut le voir dans l'éq. (3.10). L'utilisation directe de l'éq. (3.10) peut causer certaines difficultés pour la conception des filtres. Par exemple, si $C_1 \neq C_2 \neq C3$ et $C_{1,2} \neq C_{2,3}$ obtenu à partir de l'éq. (3.9), l'élément de ligne 2 peut avoir deux valeurs pour l'impédance en mode pair et deux valeurs pour l'impédance en mode impaire lorsqu'elle est liée aux éléments de ligne 1 et 3, respectivement. Une approche de conception approximative a été signalée dans [35] pour surmonter cette difficulté avec les équations de conception suivantes :

$$Z_{0e1,2} = \frac{1}{Y_1 - Y_{1,2}} \quad , \quad Z_{0o1,2} = \frac{1}{Y_1 + Y_{1,2}}$$

$$Z_{0ei,i+1} = \frac{1}{2Y_1 - 1/Z_{0ei-1,i} - Y_{i,i+1} - Y_{i-1,i}} \quad \text{Pour } i = 2 \text{ à } n-2 \tag{3.12}$$

$$Z_{0oi,i+1} = \frac{1}{2Y_{i,i+1} + 1/Z_{0ei,i+1}} \quad \text{pour } i = 2 \text{ à } n-2$$

$$Z_{0en-1,n} = \frac{1}{Y_1 - Y_{n-1,n}} \quad , \quad Z_{0on} = \frac{1}{Y_1 + Y_{n-1,n}}$$

Où $Z_{0ei,\ i+1}$ et $Z_{0oi,\ i+1}$ sont les impédances en mode pair et impair des lignes couplées associées aux résonateurs *i* et *i+1* et tous les paramètres d'admission sont ceux donnée dans l'équation (3.12).

Si nous permettons l'utilisation de lignes couplées asymétriques pour une conception de filtre, chacune des impédances en mode pair en éq. (3.13) peut être considérée comme une moyenne des deux impédances modes *c* pour lignes couplées adjacentes.

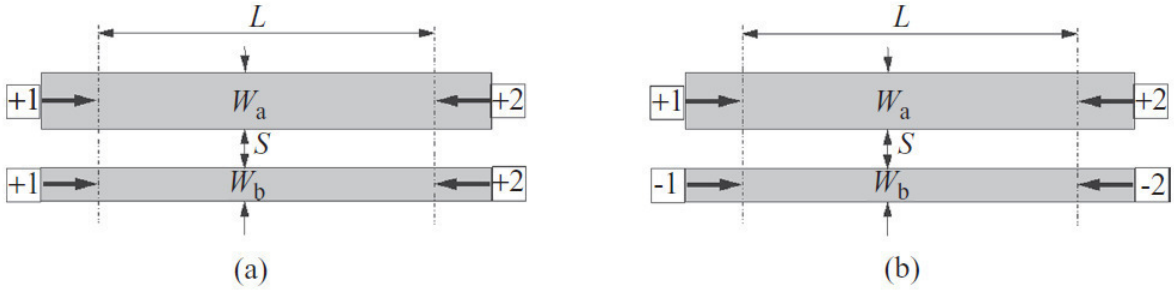



**Figure 3. 5 Mises en page de micro-ruban pour les simulations EM à ondes complètes pour extraire les impédances en mode pair et impair. (a) Excitation en mode pair. (b) Excitation en mode impair.**

De même, chacune des impédances en mode impair peut être considérée comme une moyenne des deux impédances en mode π associées. Une technique permettant d'extraire ces impédances en mode pair et impair pour la conception du filtre est discutée ci-dessous.

La technique à discuter permet de tirer profit de la simulation électromagnétique (EM) à pleine onde pour la conception des filtres, qui est disponible dans de nombreux outils de CAD (conception assistée par ordinateur), Pour obtenir l'impédance caractéristique moyenne en mode pair d'une pair de lignes couplées asymétriques, nous pouvons imposer les deux lignes couplées asymétriques pour avoir une excitation en mode pair, comme le montre la figure 3. 6a, où les ports avec le même nombre sont connectés électriquement en parallèle. De même, pour obtenir l'impédance moyenne en mode impair, nous pouvons imposer l'excitation des deux lignes pour avoir un mode impair, comme le montre la figure 3.6b, où les ports avec le même nombre, mais des signes opposés. Dans les deux cas, à partir des résultats de la simulation EM, un ensemble de paramètres S à deux ports pour le mode d'intérêt peut être trouvé sous la forme

$$S_{11} = S_{22} = |S_{11}|e^{j\emptyset_{11}}$$

$$S_{12} = S_{21} = |S_{21}|e^{j\emptyset_{21}} \qquad (3.13)$$

On peut alors extraire une constante diélectrique efficace pour le mode considéré par

$$\varepsilon_{re} = \left(\frac{\emptyset_{21}}{2\pi}\frac{\lambda_0}{L}\right)^2 \qquad (3.14)$$

Où $\emptyset_{21}$ est la phase en radian, $\lambda_0$ est la longueur d'onde dans l'espace libre à la fréquence utilisé pour la simulation, et *L* est la longueur de ligne entre les deux plans de référence, où les paramètres *S* sont enlevés. Théoriquement, le *L* peut être réglé sur n'importe quelle longueur; cependant, il peut être réglé à environ quart d'onde pour obtenir des données numériques plus précises pour l'extraction du paramètre.

On peut aussi extraire une impédance caractéristique

$$Z_c = R_e\left\{\frac{Z_{in}-Z_0+\sqrt{(Z_{in}-Z_0)^2-4Z_0Z_{in}tan^2\emptyset_{21}}}{j2\ tan\ \emptyset_{21}}\right\} \qquad (3.15)$$

Avec

$$Z_{in} = Z_0\frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \qquad (3.16)$$

Et $Z_0$ est la résistance du terminal de port. Certains simulateurs EM commerciaux comme *em* [36] peuvent extraire automatiquement $\varepsilon_{re}$ et $Z_c$. Pour l'excitation en mode pair, l'impédance en mode pair moyenne est alors trouvée par

$$Z_{0e} = 2Z_c \tag{3.17}$$

Alors que, dans le cas de l'excitation en mode impair, l'impédance en mode impair moyenne est déterminée par

$$Z_{0e} = Z_c/2 \tag{3.18}$$

# Chapitre 04

## 4 .1 Introduction

Dans ce chapitre on se propose de concevoir et simuler un filtre passe bande opérent dans la gamme des micro-ondes en band X basé sur la technologie micro –ruban par logiciel *Ansoft designer S.V.2.2*

## 4.2 simulateur Anasoft designer S .V2

### 4.2.1 Définition et description

*Ansoft Designer* en tant que gestionnaire de conception et de schémas intégrés pour les meilleures technologies de simulation d'Ansoft, Nexxim, HFSS, Q3D Extractor et SIwave . *Ansoft Designer* est le fondement d'un flux de conception très précis qui permet aux utilisateurs de modéliser et de simuler avec précision des applications analogiques, RF et à signaux mixtes complexes et d'effectuer des analyses d'intégrité des signaux et des vérifications de systèmes de conception de cartes de circuits intégrés à haute performance. Ce logiciel flexible et facile à utiliser comprend la capture de schéma et de mise en page, la génération de listes réseau, un solveur électromagnétique planaire (Method of Moments) et des outils sophistiqués de visualisation et d'analyse des données.




**Figure 4.1** : **la fenêtre d'Ansoft designer S.V.2**

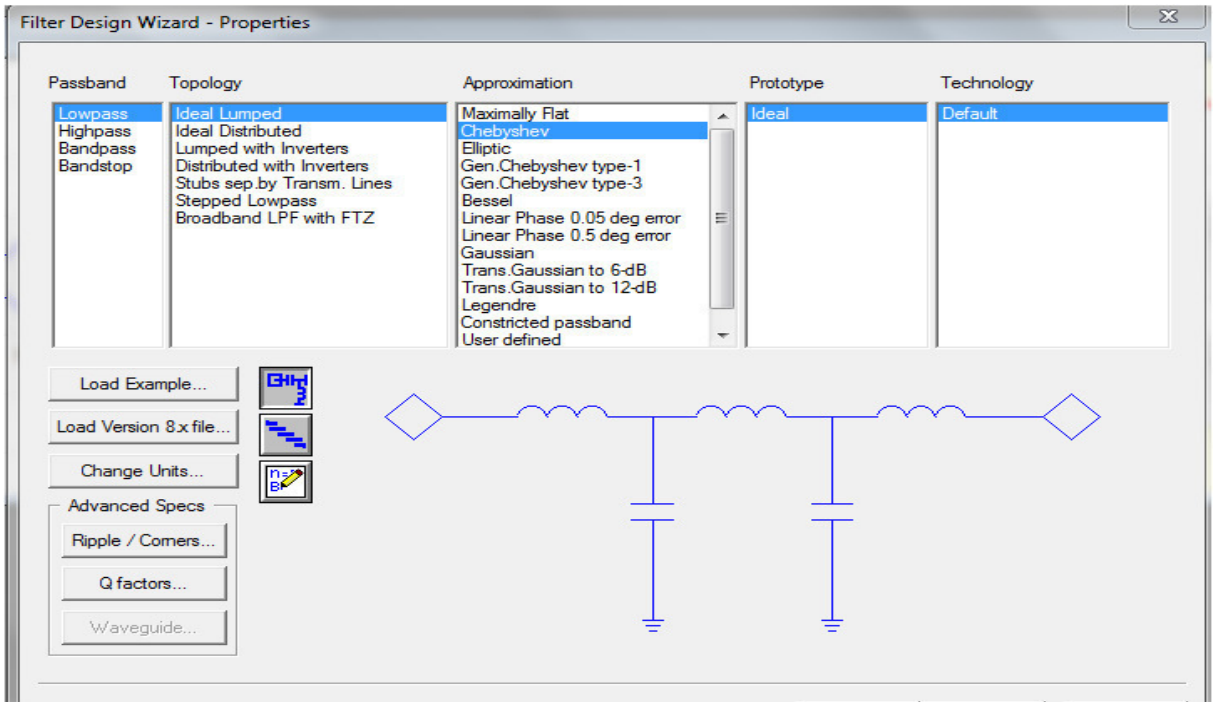



**Figure 4.2 : conception des filtres**

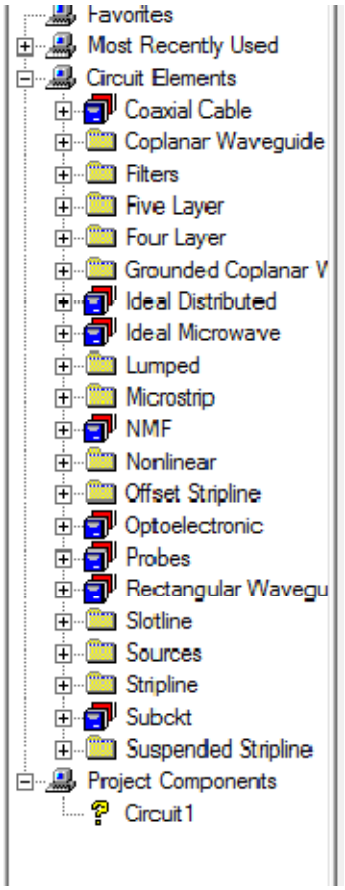



**Figure 4.3 : les composants de conception des circuits**

## 4.3 Conception d'un filtre passe bas

La conception des filtres suit donc les étapes illustrées dans la figure 4.4 :

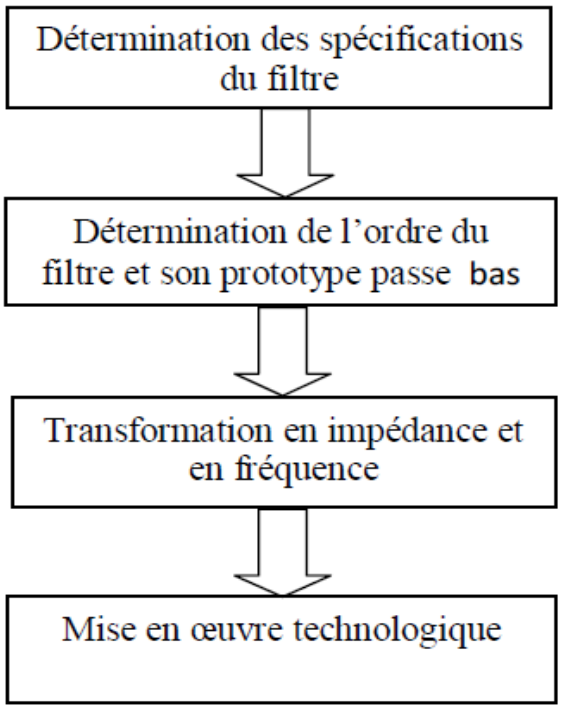



**Figure 4.4 : Etapes de conception des filtres**

### 4 .3.1 Cahier de charge :

Nous proposons un cahier de charge dont les spécifications sont représentée dans le tableau suivant :

| | |
|---|---|
| Type de filtre | chebychev |
| Chebychev prototype ripple $L_{Ar}$ | 0.1 dB |
| Ordre de filtre $n$ | 5 |
| substrat Epaisseur $h$ | 0.635 mm |
| Constante diélectrique $\varepsilon_r$ | 10.2 |
| Fréquence $f_0$ | 10GHz |
| Impédance $Z_0$ | 50Ω |
| Bande passante | 1.5 GHz |
| La largeur de raie $W$ | 0.6 mm |

**Tableau 4.1 Cahier de charge de filtre**

### 4.3.2 filtre prototype passe-bas :

En général, un filtre prototype passe-bas est défini comme un filtre dont les valeurs d'éléments sont normalisées pour rendre la résistance ou la conductance de la source égale à une, représentée par $g_0 = 1$, et la fréquence angulaire de coupure est normalisée à l'unité, représentée par $\Omega_c = 1$ (rad/s).

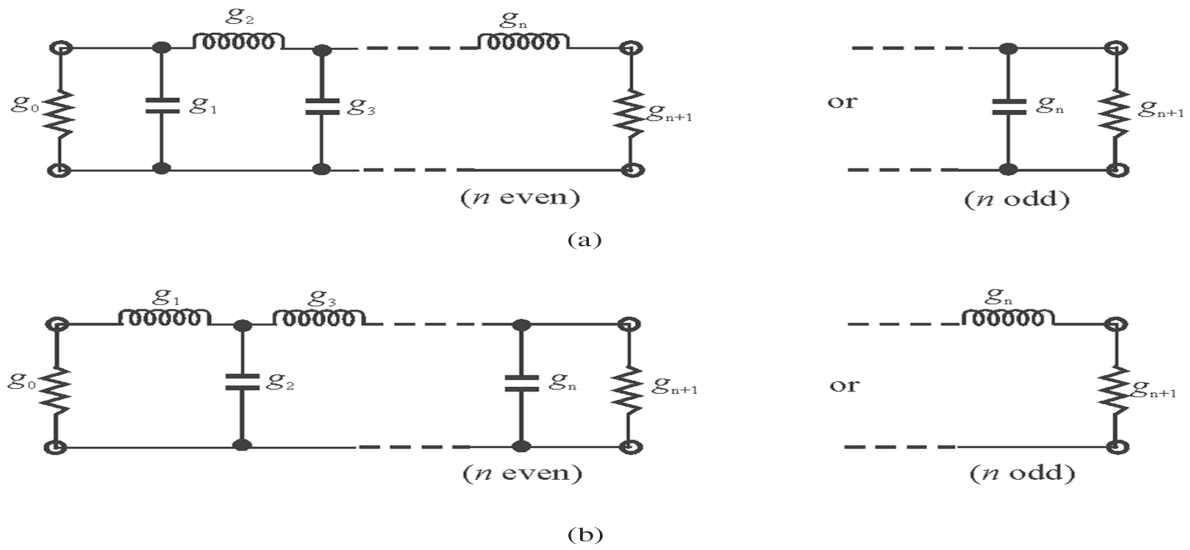



**Figure 4.5 : Filtres prototypes passe-bas pour filtres tous pôles avec (a) un rése d'echelle structure et (b) son dual.**

Les Valeurs des éléments $g_i$ pour les filtres prototypes passe-bas de Chebyshev pour une ondulation dans la bande passante de $L_{Ar} = 0.1$ dB et $g_0=1$ sont représentés dans ce tableau

| $n$ | $g_1$ | $g_2$ | $g_3$ | $g_4$ | $g_5$ | $g_6$ | $g_7$ | $g_8$ | $g_9$ | $g_{10}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 0.3052 | 1.0 | | | | | | | | |
| 2 | 0.8431 | 0.6220 | 1.3554 | | | | | | | |
| 3 | 1.0316 | 1.1474 | 1.0316 | 1.0 | | | | | | |
| 4 | 1.1088 | 1.3062 | 1.7704 | 0.8181 | 1.3554 | | | | | |
| 5 | 1.1468 | 1.3712 | 1.9750 | 1.3712 | 1.1468 | 1.0 | | | | |
| 6 | 1.1681 | 1.4040 | 2.0562 | 1.5171 | 1.9029 | 0.8618 | 1.3554 | | | |
| 7 | 1.1812 | 1.4228 | 2.0967 | 1.5734 | 2.0967 | 1.4228 | 1.1812 | 1.0 | | |
| 8 | 1.1898 | 1.4346 | 2.1199 | 1.6010 | 2.1700 | 1.5641 | 1.9445 | 0.8778 | 1.3554 | |
| 9 | 1.1957 | 1.4426 | 2.1346 | 1.6167 | 2.2054 | 1.6167 | 2.1346 | 1.4426 | 1.1957 | 1.0 |

**Tableau 4.2 Valeurs des éléments $g_i$ pour les filtres prototypes passe-bas de Chebyshev**

Les valeurs de prototype pour l'ordre *n*=5 est illustré dans le tableau suivant :

| Paramètre | Valeur | Elément |
|---|---|---|
| $g_1$ | 1.1468 | $C_1$ ; $L_1$ |
| $g_2$ | 1.3712 | $C_2$ ; $L_2$ |
| $g_3$ | 1.9750 | $C_3$ ; $L_3$ |
| $g_4$ | 1.3712 | $C_4$ ; $L_4$ |
| $g_5$ | 1.1468 | $C_5$ ; $L_5$ |
| $g_6$ | 1.0 | $Z_L$ |

**Tableau 4.3 Les valeurs de prototype pour l'ordre *n*=5**

## 4.3.3 Transformation d'élément et de fréquence :

### 4.3.3.1 Calcul des éléments :

Pour obtenir les valeurs des nouveaux éléments en appliquant les formules suivants :

$$L_s = \left(\frac{\Omega_c}{FBW\omega_0}\right)\gamma_0 g$$

Pour g représentant l'inductance (4.1a)

$$C_s = \left(\frac{FBW}{\omega_0\Omega_c}\right)\frac{1}{\gamma_0 g}$$

Où l'échelle d'impédance a également été prise en compte. De même, les éléments du résonateur LC parallèle dans le filtre passe-bande sont

$$C_p = \left(\frac{\Omega_c}{FBW\omega_0}\right)\frac{g}{\gamma_0}$$

Pour *g* représentant la capacité (4.1 b)

$$L_p = \left(\frac{FBW}{\omega_0\Omega_c}\right)\frac{\gamma_0}{g}$$

Avec $\gamma_0 = \begin{cases} Z_0/g_0 & \text{pour } g_0 \text{ étant la résistance} \\ g_0/Y_0 & \text{pour } g_0 \text{ étant la conductance} \end{cases}$

Et $\omega_0 = 2\pi f_0$

La transformation des éléments, dans ce cas, est illustrée à la figure suivant :

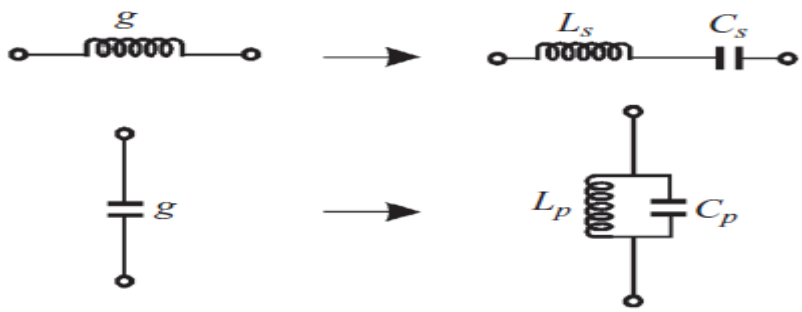



**Figure 4.6 Prototypage passe-bas en transformation passe-bande des éléments**

Les valeurs obtenues sont montrés dans le tableau suivant :

| Paramètre | Valeur |
|---|---|
| $C_1$ | 0.00416 pF |
| $L_1$ | 60.84 nH |
| $C_2$ | 29.1 pF |
| $L_2$ | 0.00871 nH |
| $C_3$ | 0.00242 pF |
| $L_3$ | 104.8 nH |
| $C_4$ | 29.1 pF |
| $L_4$ | 0.00871 nH |
| $C_5$ | 0.00416 pF |
| $L_5$ | 60.84 nH |

**Tableau 4.4 Valeur des éléments Prototypage passe-bas en transformation passe-bande**

### 4.3.3.2 représentation shéma de filtre

Après avoir calculé les éléments à l'aide de la simulation, nous obtenons ici le schéma de filtre passe-bande

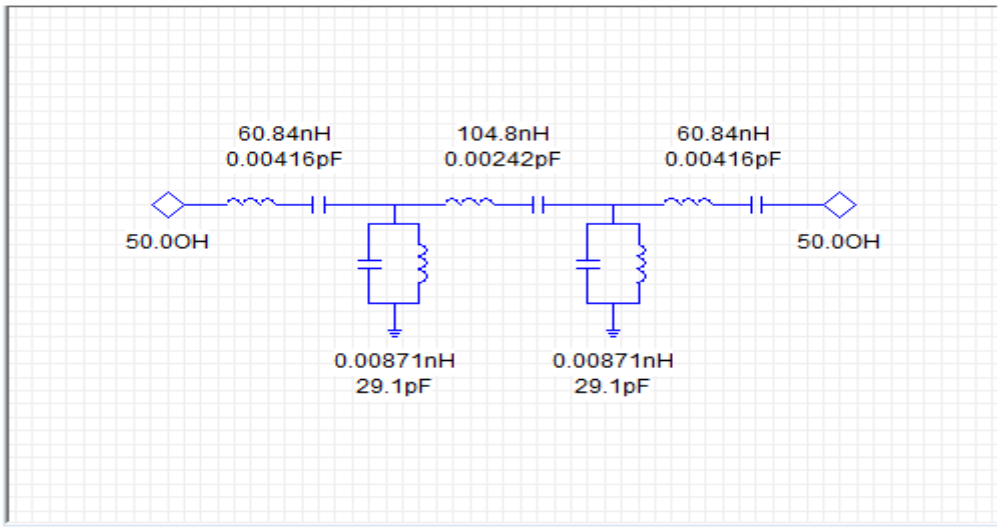



**Figure 4.7 conversation filtre prototype passe bas à filtre passe bande**

### 4.3.3.3 La réponse du filtre :

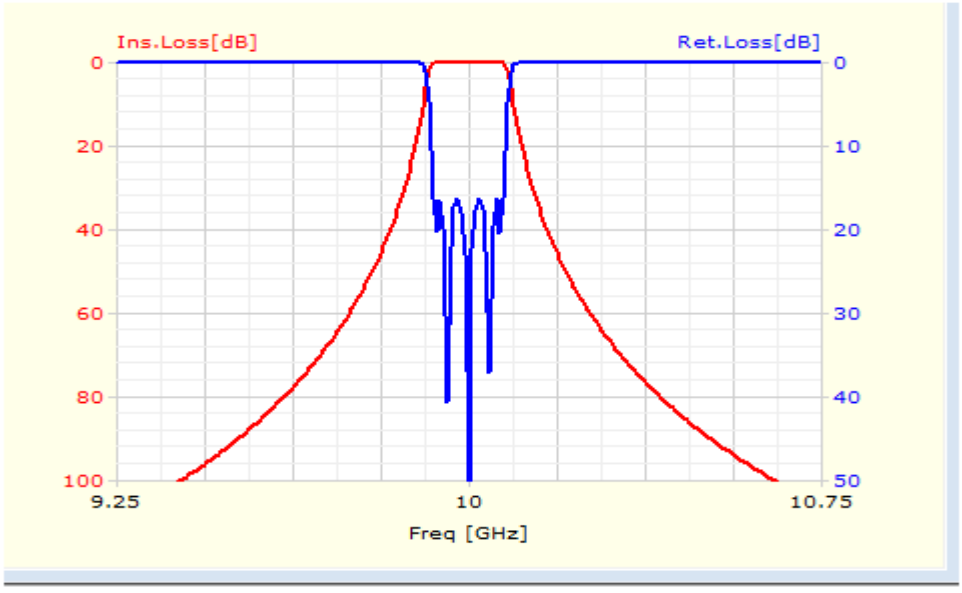



**Figure 4.8 Filter Design Wizard (FDW) Résultat simulé pour la perte d'insertion et la réponse de perte de retour du filtre passe de bande Micro-ruban à couplage de 5ème ordre**

## 4.3.5 Modèle du filtre a base de ligne de transmission couplée

### 4.3.5.1 configurations générales du filtre

Le filtre à élément localisée fonctionne correctement aux basses fréquences mais en haute fréquences en bande X (f=10Ghz) Il faut utiliser les éléments distribuées , parce que les inductances et condensateurs à élément localisées sont disponibles que pour une gamme limité de valeurs.

La Figure 4.9 illustre une structure générale de filtres à bande passante à couplage parallèle (ou edge-coupled), qui utilisent des résonateurs à demi-longueur d'onde.

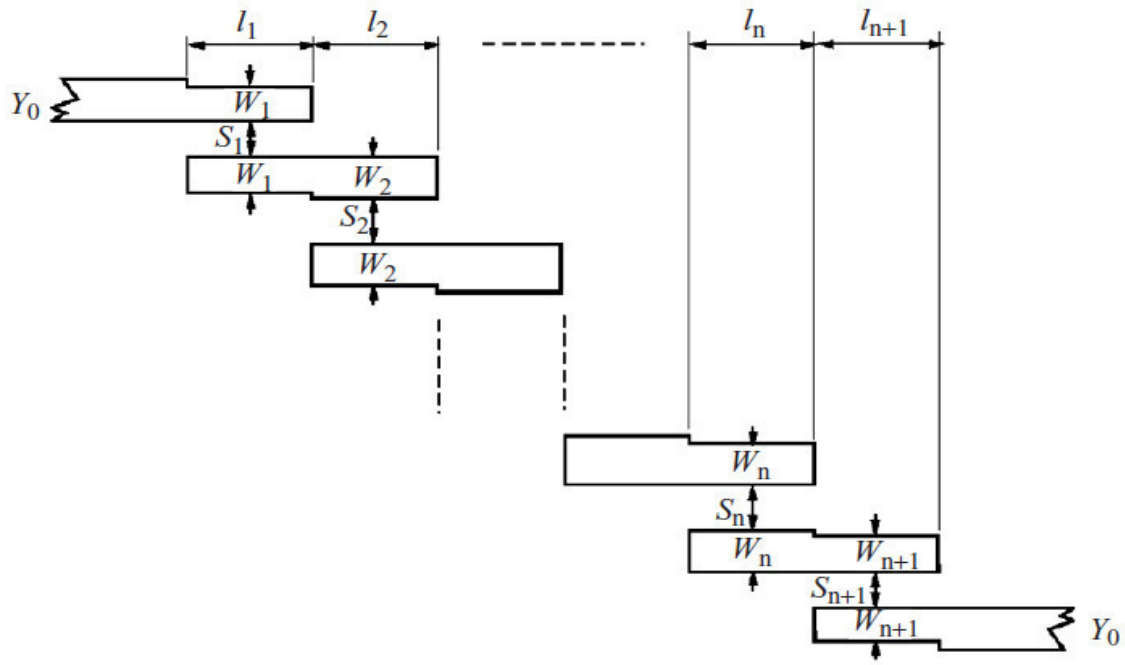



**Figure 4.9 Structure générale d'un filtre passe-bande à micro-ruban (bord) parallèle.**

### 4.3.5.2 les équations de conceptions

Pour ce type de filtre sont données par :

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2}\frac{FBW}{g_0 g_1}} \tag{4.2a}$$

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi\, FBW}{2}\frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \qquad j = 1 \text{ à } n-1 \tag{4.2b}$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2 g_n g_{n+1}}} \tag{4.2c}$$

Où $g_0, g_1 \ldots g_n$ sont les éléments du filtre prototype passe-bas dont la fréquence de coupure normalisée est $\Omega_c = 1$, et $FBW$ est la bande passante fractionnée du filtre passe-bande.

$J_{j,j+1}$ sont les admittances caractéristiques des inverseurs $J$ et $Y_0$ est l'admittance caractéristique des lignes terminales.

Le tableau suivant représente les valeurs d'application numérique en utilisent les formules précédentes

| Paramètre | Valeur |
|---|---|
| $\frac{J_{01}}{Y_0}$ | 0.4531 |
| $\frac{J_{12}}{Y_0}$ | 0.1878 |
| $\frac{J_{23}}{Y_0}$ | 0.1431 |
| $\frac{J_{34}}{Y_0}$ | 0.1431 |
| $\frac{J_{45}}{Y_0}$ | 0.1878 |
| $\frac{J_{56}}{Y_0}$ | 0.2199 |

**Tableau 4.5 paramètre de conception du filtre**

Pour réaliser les inverseurs $J$ obtenus ci-dessus, les impédances caractéristiques en mode pair et impair des résonateurs de ligne de micro-ruban couplés sont déterminées par :

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0}\left[1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}\right)^2\right] \quad pour\ j = 0 \text{ à } n \tag{4.3a}$$

$$(Z_{0o})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0}\left[1 - \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}\right)^2\right] \quad pour\ j = 0 \text{ à } n \tag{4.3b}$$

Les résultats sont résumés dans le tableau suivant :

| $J$ | $(Z_{0e})_{j,j+1}$ | $(Z_{0o})_{j,j+1}$ |
|---|---|---|
| 0 | 82.9199 | 37.6099 |
| 1 | 61.1534 | 42.3734 |
| 2 | 58.1788 | 43.8688 |
| 3 | 58.1788 | 43.8688 |
| 4 | 61.1534 | 42.3734 |
| 5 | 63.4128 | 41.4228 |

**Tableau 4.6 Paramètres de conception du circuit du filtre à demi-longueur d'onde à couplage parallèle à cinq pôles**

Supposons que le filtre à micro-ruban est construit sur un substrat avec une constante diélectrique relative de 10,2 et une épaisseur de 0,635 mm. À l'aide des équations de conception pour les lignes de micro-ruban couplées données au chapitre 2, on trouve la largeur et l'espacement pour chaque paire de sections couplées de quart d'onde

| J | $W_j$(mm) | $S_j$(mm) | $(\varepsilon_{re})j$ | $(\varepsilon_{ro})j$ |
|---|---|---|---|---|
| 1 and 6 | 0.385 | 0.161 | 6.5465 | 5.7422 |
| 2and 5 | 0.575 | 0.540 | 6.7605 | 6.0273 |
| 3and 4 | 0.595 | 0.370 | 6.7807 | 6.1260 |

**Tableau 4.7 Paramètres de conception du filtre a cinq pôles filtre résonateur à demi-longueur d'onde couplé en parallèle**

La longueur réelle de chaque section de ligne couplée est ensuite déterminée par

$$l_j = \frac{\lambda_0}{\left(\sqrt{(\varepsilon_{re})j \times (\varepsilon_{r0})j}\right)^{1/2}} - \Delta l_j \qquad (4.4)$$

Où $\Delta l_j$ est la longueur équivalente de l'extrémité ouverte du micro-ruban.

$$\Delta l = \frac{cZ_C C_p}{\sqrt{\varepsilon_{re}}}$$

Où
c : la vitesse de la lumière dans l'espace libre.
$Z_C$ : l'impédance caractéristique.
$C_p$ : capacité de shunt équivalente

### 4.3.5.3 Alimentation du filtre :

Les dimensions de la ligne micro-ruban de l'entrée du filtre sont calculée en utilisant le logiciel Ansoft Designer afin d'assurer une impédance caractéristique égale à 50 Ω à la fréquence de travaille 10 GHz.

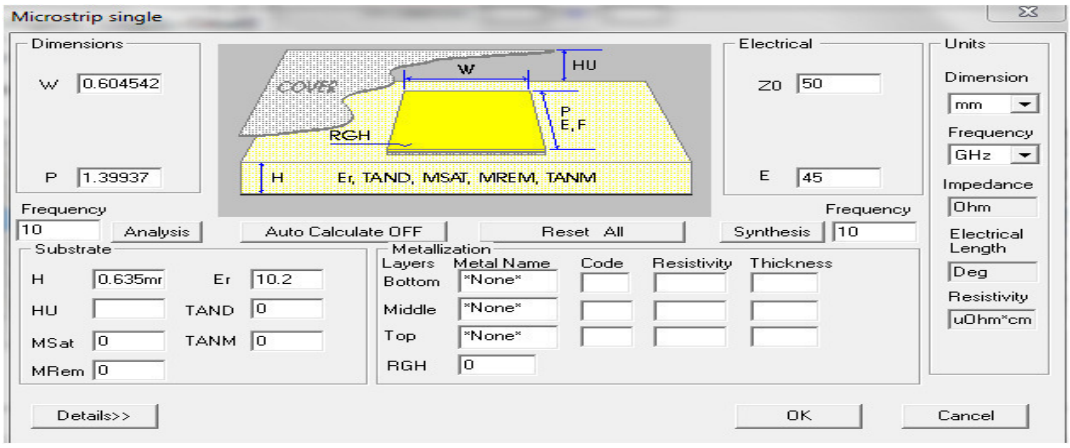



**Figure 4.10 dimensions du filtre de l'entrée et de sorti**

### 4.3.6 Simulation et résultat :

La configuration du modèle physique du filtre passe bande de micro-ruban couplé en parallèle de 5ème ordre est montrée à la Figure 4.11.

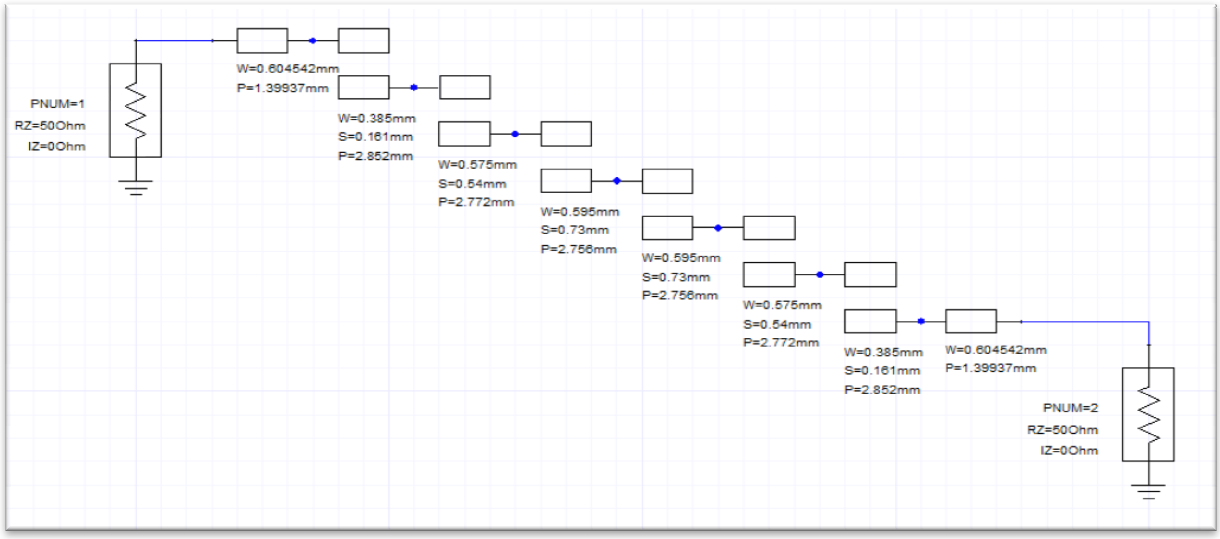



**Figure 4.11 Configuration du modèle physique du filtre passe-bande couplée en parallèle**

Le résultat simulé pour la perte d'insertion et la réponse de perte de retour du filtre passe de bande de Micro-ruban de 5ème ordre est montré à la Figure 4.12

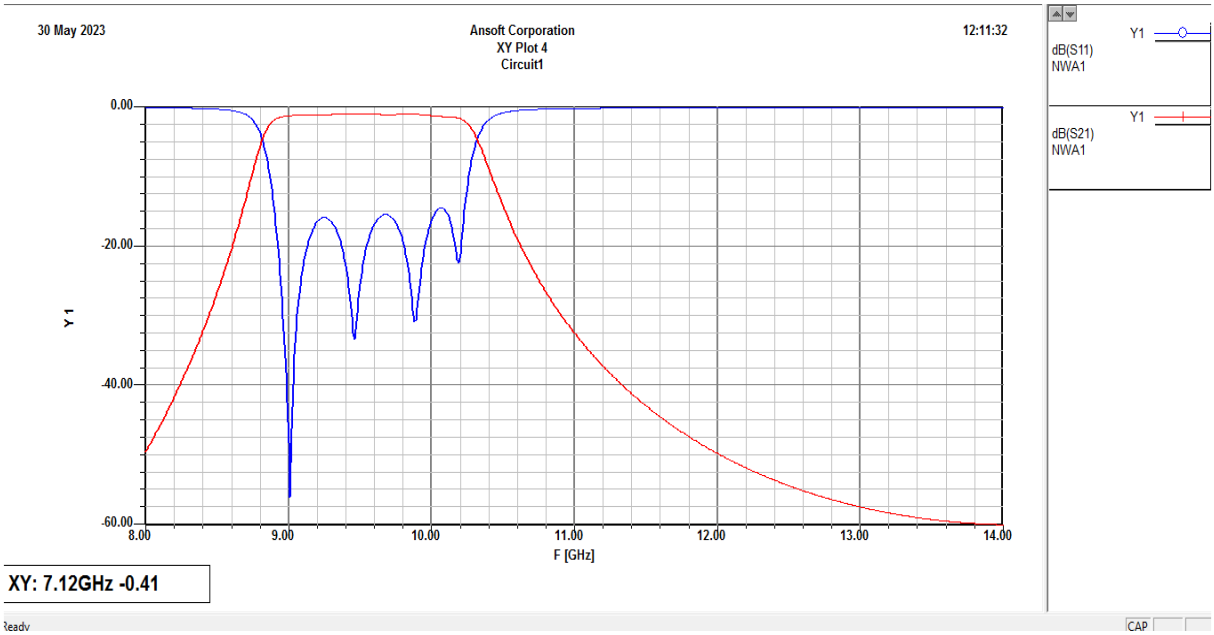



**Figure 4.12 Résultat simulé pour la perte d'insertion et la perte de retour du filtre passe bande de micro-ruban couplage en parallèle du 5ème ordre (Ligne rouge = perte d'insertion, ligne bleue = perte de retour)**

La disposition 3D de filtre passe-bande Micro-ruban couplé en parallèle du 5ème ordre sont illustrés à la Figure 4.13

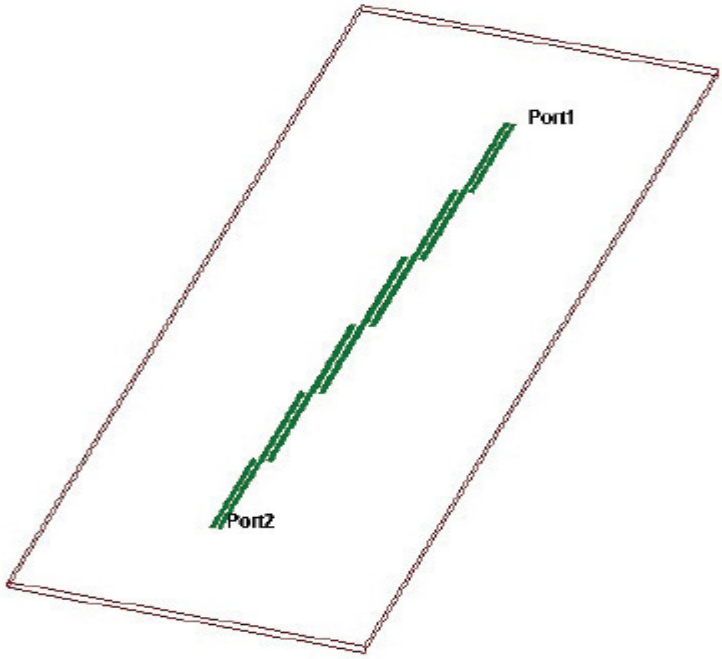



**Figure 4.13 Disposition 3D du filtre passe-bande micro-ruban à couplage en parallèle du 5ème ordre**

## 4. 3.6.1 résultats et discussion

D'après la figure 4.12 , on voit que la perte d'insertion est -1 dB dans la bande passante qui est la caractéristique d'un bon filtre. Comme un bon filtre, sur toute la bande de passage la réponse est plate et uniforme et la perte de retour de presque -57 dB. Ici la perte d'insertion est faible en dB. Cependant, l'assistant de conception du filtre (FDW) a simulé le résultat pour la perte d'insertion et la réponse de perte de retour du filtre passe bande de micro-ruban couplé en parallèle, comme le montre la figure 4.8, perte de retour élevée (-100dB) et faible perte d'insertion (-0,1 dB).

# Conclusion Générale

# Conclusion générale

Le travail réalisé a porté sur la compréhension, l'étude et la simulation des filtres a base de technologie micro-ruban (microstrip) opérant dans la gamme des hyperfréquences ou micro-ondes.

Dans un premier temps, nous avons donné un aperçu sur la théorie de base des filtres en générale ; ou on a décrit les étapes de conception des filtres, partant du prototype passe bas du filtre, passant par les transformations de fréquence et d'éléments normalisés jusqu'à l'obtention du filtre passe bande dont les spécifications sont fixées auparavant.

En deuxième partie une étude détaillée sur les lignes micro-ruban est exposée, enchainée par la partie conception des composants à partir de ces lignes micro-ruban ou on a exposé les circuits équivalents de différentes discontinuités dans ces lignes micro-ruban. Les éléments distribués sont aussi abordés dans cette partie.

En troisième partie nous avons exposé les différentes topologies des filtres micro-ondes passe bande réalisés a partir des lignes de transmission micro-ruban ou autrement dit a partir d'éléments distribués. Ainsi que les méthodes et les équations de conception de ces filtres sont décrites.

En dernière partie nous avons exploité les méthodes et les équations de conception des filtres vues précédemment pour étudier et concevoir un filtre opérant dans la bande X en technologie micro-ruban partant d'un cahier des charges établi par nous même. Le logiciel *Ansoft designer* SV2.2 version étudiant est utilisé pour concevoir et simuler ce filtre. Les résultats obtenues sont satisfaisantes néanmoins reste à les valider par une réalisation de ce filtre.

# Bibliographie

[1] D. L.BOYENGA ″ Contribution à la nouvelle formulation variationnelle : application aux études des discontuités et des filtres en guides d'ondes ″, *Thèse de Doctorat en Electronique, l'Université Toulouse, Polytechnique,* Novembre 2005.

[2] G. C. Temes and S. K. Mitra, *Modern Filter Theory and Design*, John Wiley & Sons, New York, 1973.
[3] J. D. Rhodes, *Theory of Electrical Filters*, John Wiley & Sons, New York, 1976.

[4] L. Weinberg, *Network Analysis and Synthesis*, McGraw-Hill, New York, 1962.
[5] A. Papoulis, *The Fourier Integral and Its Applications*, McGraw-Hill, New York, 1962.
[6] W. Cauer, *Synthesis of Linear Communications Networks*, McGraw-Hill, New York, 1958.
[7] W. E. Thomson, Delay network having maximally flat frequency characteristics, *Proc. IEE*, **96**, 1949, 487–490.

[8] S. Darlington, Synthesis of reactance-four-poles which produce prescribed insertion loss characteristics, *J. Math. Phys.* **30**, 1939, 257–353.

[9] G. Mattaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Norwood, MA, 1980.

[10] : BENCHERIF Karima '' Caractérisation des filtres microruban à couplage capacitif et/ou parallèle par une formulation en ondes transverses'' Mémoire de MAGISTER en Électronique de Université Hadj Lakhdar Batna (2015)

[11] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartis, *Microstrip Lines and Slotlines*, second edition, Artech House, Boston, MA, 1996.
[12] E. O. Hammerstard, Equations for microstrip circuit design. In: Proceedings of the European Microwave Conference; Hamburg, Germany, 1975, pp. 268−272.
[13] E.O.Hammerstad and O. Jensen,Accurate models for microstrip computer-aided design. *IEEE MTT-S Dig.* 1980, pp. 407−409.
[14] I. J. Bahl and R. Garg, Simple and accurate formulas for microstrip with finite strip thickness. *Proc. IEEE* **65**, 1977, 1611−1612.
[15] M. Kobayashi, A dispersion formula satisfying recent requirements in microstrip CAD. *IEEE Trans*. **MTT-36**, 1988, 1246−1250.

[16] E. J. Denlinger, Losses of microstrip lines. *IEEE Trans.* **MTT-28**, 1980, 513−522.

[17] R. A. Pucel, D. J. Masse, and C. P. Hartwig, Losses in microstrip. *IEEE Trans.* **MTT-16**, 1968, 342−350. Correction in *IEEE Trans.* **MTT-16**, 1968, 1064.
[18] R. Garg and I. J. Bahl, Characteristics of coupled microstriplines. *IEEE Trans*. **MTT-27**, 1979, 700−705. Corrections in *IEEE Trans*. **MTT-28**, 1980, 272.
[19] M. Kirschning and R. H. Jansen Accurate wide-range design equations for parallel coupled microstrip lines. *IEEE Trans*. **MTT-32**, 1984, 83−90. Corrections in *IEEE Trans.* **MTT-33**, 1985, 288.

[20] T. Edwards, *Foundations for Microstrip Circuit Design*, second edition, John Wiley &

Sons, Chichester, U.K., 1991.

[21] R. A. Pucel, Design considerations for monolithic microwave circuits. *IEEE Trans.*

**MTT-29**, 1981, 513−534.
[22] E. Pettenpaul, H. Kapusta, A. Weisgerber, H. Mampe, J. Luginsland, and I. Wolff, CAD models of lumped elements on GaAs up to 18 GHz. *IEEE Trans.* **MTT-36**, 1988, 294−304.
[23] C.-Y. Chi and G. M. Rebeiz, Planar microwave and millimeter-wave lumped elements and coupled-line filters using micro-machining techniques. *IEEE Trans*. **MTT-43**, 1995, 730−738.
[24] M. Caulton, S. P. Knight, and D. A. Daly, Hybrid integrated lumped-element microwave amplifiers. *IEEE Trans*. **MTT-16**, 1968, 397−404.
[25] G. D. Alley, Interdigital capacitors and their application to lumped-element microwave integrated circuits. *IEEE Trans*. **MTT-18**, 1970, 1028−1033.
[26] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters. *IEEE Trans*. **MTT-44**, 1996, 2099−2109.
[27] I. Wolff and N. Knoppink, Microstrip ring resonator and dispersion measurement on microstrip lines. *Electron. Lett.* **7**, 1971, 779−781.
[28] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, Bandpass characteristics of new dual-mode microstrip square loop resonators. *Electron. Lett.* **11**, 1995, 891−892.
[29] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a novel meander loop resonator. *IEEE Microwave Guided Wave Lett*. **5**, 1995, 371−372.
[30] R. R. Monsour, B. Jolley, Shen Ye, F. S. Thomoson, and V. Dokas, On the power handling
capability of high temperature superconductive filters. *IEEE Trans*. **MTT-44**, July 1996, 1322−1338.

[31] J.-S. Hong andM. J. Lancaster,Microstrip triangular patch resonator filters. *IEEE MTT-S Dig.* (1), 2000, 331−334.
[32] J. Watkins, Circular resonant structures in microstrip. *Electron. Lett.* **5**, 1969, 524−525.
[33] I. Wolff and N. Knoppin, Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators.
*IEEE Trans*. **MTT-22**, 1974, 857−864.
[34] H. Chaloupka, M. Jeck, B. Gurzinski, and S. Kolesov, Superconducting planar disk resonators and filters with high power handling capability. *Electron. Lett.* **32**, 1996, 1735−1737.

[35] G. Matthaei, L.Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching*

*Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Norwood, MA, 1980.

[36] E. G. Cristal and S. Frankel, Design of hairpin-line and hybrid haripin-parallel-coupledline
filters, *IEEE MTT-S Dig*. 1971, 12–13.
[37] J. S. Wong, Microstrip tapped-line filter design, *IEEE Trans*. **MTT-27**, 1, 1979, 44–50.
[38] G. L. Matthaei, Interdigital band-pass filters, *IEEE Trans*. **MTT-10**, 1962, 479–492.
[39] S. Caspi and J. Adelman, Design of combline and interdigital filters with tapped-lone input. *IEEE Trans*. **MTT-36**, 1988, 759–763.
[40] V. K. Tripathi, Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium, *IEEE Trans*. **MTT-23**, 1975, 734–739.

[41] C. Dening, Using microwave CAD programs to analyze microstrip interdigital filters, *Microwave J.* 1989, 147–152.

[42] *em User's Manual*, Sonnet Software Inc., Liverpool, New York, 1993.
filter, *IEEE MTT-S Dig.* 1990, 131–134.