

# UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCE TECHNOLOGIE SANTE

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LIMOGES

Institut de recherche Xlim – Département MINACOM

Thèse N° 10-2009

Thèse  
pour obtenir le grade de

**Docteur de l'Université de Limoges**

**Discipline :** Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

**Spécialité :** Communications Optiques et Micro-ondes

Présentée et soutenue par

**Aurélien PERIGAUD**

le 26 mars 2009

*Conception de banques de filtres micro-ondes  
passifs compacts dans la bande 2-20 GHz à  
l'aide des technologies multicouches.*

Thèse dirigée par D. BAILLARGEAT et S. BILA

**JURY :**

<b>M. CAMPOVECCHIO</b>	Professeur à l'Université de Limoges	Président
<b>D. BAJON</b>	Professeur à l'ISAE	Rapporteur
<b>E. RIUS</b>	Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale	Rapporteur
<b>D. BAILLARGEAT</b>	Professeur à l'Université de Limoges	Examineur
<b>S. BILA</b>	Chargé de recherche CNRS	Examineur
<b>D. KAMINSKY</b>	Ingénieur à Thalès Systèmes Aéroportés	Examineur
<b>R. SEGALEN</b>	Ingénieur à Thalès Systèmes Aéroportés	Examineur
<b>F. SEYFERT</b>	Chargé de recherche à l'INRIA	Examineur
<b>L. RIGAUDEAU</b>	Ingénieur au CNES	Invité
<b>S. VERDEYME</b>	Professeur à l'Université de Limoges	Invité



---

# REMERCIEMENTS

Ce travail s'est déroulé au sein de THALES Systèmes Aéroportés (TSA) à Elancourt en collaboration avec XLIM.

J'adresse mes remerciements à Monsieur Michel CAMPOVECCHIO, Professeur à l'Université de Limoges, d'avoir accepté de présider ce jury.

Je remercie Madame Damienne BAJON, Professeur à l'ISAE, et Monsieur Eric RIUS, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale, d'avoir accepté de rapporter sur ce mémoire.

Je tiens à remercier Messieurs Rémi SEGALEN, Ingénieur à TSA, Fabien SEYFERT, Chargé de Recherche à l'INRIA, et Mademoiselle Laëtitia RIGAUDEAU, Ingénieur au CNES, pour leur participation au jury.

Je remercie vivement Messieurs Dominique BAILLARGEAT, Stéphane BILA et Serge VERDEYME, Professeurs à l'Université de Limoges, pour avoir encadré ce travail ainsi que pour leurs encouragements, leur soutien et leur confiance.

Ce travail s'est également déroulé sous la tutelle de Monsieur Didier KAMINSKY, ex-Ingénieur à TSA, que je remercie pour sa disponibilité, la qualité de son encadrement ainsi que la confiance qu'il m'a accordée.

Je tiens également à remercier Yves MANCUSO, Expert Technique à TSA, sans qui ce travail n'aurait pu voir le jour.

Je remercie tout particulièrement Monsieur Jean-Paul MARTINAUD, Chef du service RFM (Radio Frequency Modeling) du département IGM (Ingénierie Matérielle) à TSA, pour son accueil chaleureux et sa gentillesse ; j'espère le revoir très prochainement au détour d'une compétition de tennis de table.

---

J'assure de mon entière reconnaissance Jean-Claude NEDELEC, Professeur à l'Ecole Polytechnique et ancien Directeur du Centre de Mathématiques Appliquées à l'Ecole Polytechnique, pour l'aide précieuse qu'il a pu m'apporter lors de la réalisation de la RBDM.

Je remercie sincèrement Daniel CABAN-CHASTAS, Ingénieur à TSA, pour sa sympathie, son aide ainsi que pour toutes nos discussions ; j'espère que nous aurons l'occasion de travailler à nouveau ensemble.

Je remercie vivement Thierry DECAESTEKE et Jean-François FOURMONT, Ingénieurs à TSA, pour leur bonne humeur, leurs bons mots ainsi que leur amitié.

Un grand merci à toutes les personnes avec lesquelles j'ai eu la chance de travailler à TSA, qui m'ont offert un accueil si chaleureux et convivial, que ce soit à Elancourt ou à Brest, et que je n'oublierai pas. Je pense tout particulièrement à Julie MAZEAU, Isabelle CANDOLIVES, Patricia PERROT-PEREZ, Thierry BARBIER, Olivier LEPRETRE, Alain ACHART et Christian RENARD ainsi qu'à l'ensemble des personnes des services RFM, I2M GE et Furtivité qui me manquent déjà.

Enfin, je remercie ma famille et mes amis qui m'ont encouragé et apporté tout leur soutien.

# Table des matières

<b>Introduction générale.....</b>	<b>1</b>
<b>I. Modèles de synthèse pour les filtres à résonateurs couplés.....</b>	<b>7</b>
I.A. Introduction .....	9
I.B. Du quadripôle à la matrice de couplage .....	9
I.B.1. Quadripôle et filtrage .....	9
I.B.2. Fonctions de transfert passe-bas.....	12
I.B.2.a Fonction Butterworth : .....	13
I.B.2.b Fonction Chebychev : .....	13
I.B.2.c Fonction pseudo elliptique ou Chebychev généralisée .....	14
I.B.3. Prototypes passe-bas et matrice de couplage .....	15
I.B.4. Du passe-bas au passe-bande .....	18
I.B.5. Généralisation : Matrices de couplage « tous couplages » et passe-bande. ....	19
I.C. Spécificités des matrices de couplage .....	22
I.C.1. Rotations.....	22
I.C.2. Topologies usuelles .....	23
I.C.2.a Matrices flèches.....	24
I.C.2.b Matrices repliées .....	25
I.C.2.c Matrices contenant des triplets.....	25
I.C.2.d Matrices contenant des quadruplets .....	26
I.D. Optimisation des filtres à l'aide des matrices de couplage .....	27
I.D.1. Extraction de matrices de couplage à partir d'une réponse : Presto.....	28
I.D.2. Méthode d'optimisation .....	28
I.D.2.a Validation de la structure .....	29
I.D.2.b Analyse en sensibilité – optimisation analytique .....	30
I.D.2.c Validation de l'optimisation réalisée.....	31
I.D.2.d En conclusion .....	32
I.D.3. Cas des filtres distribués à bande large .....	33
I.E. Conclusion.....	35
<b>Références bibliographiques du chapitre I.....</b>	<b>36</b>
<b>II. Etat de l'art des filtres hyperfréquences.....</b>	<b>39</b>
II.A. Introduction .....	41
II.B. Filtres standards en technologies volumiques.....	41

II.B.1.	Filtres à cavités .....	41
II.B.2.	Filtres à résonateurs diélectriques .....	42
II.B.3.	Filtres en guides d'onde .....	42
II.C.	Filtres planaires et multicouches .....	43
II.C.1.	Filtres à résonateurs demi-onde ( $\lambda/2$ ).....	44
II.C.1.a	Filtres à lignes couplées aux extrémités [26],[27].....	44
II.C.1.b	Filtres à lignes couplées sur les côtés [26] .....	44
II.C.1.c	Filtres en épingle (hairpin) .....	45
II.C.2.	Filtres à résonateurs quart d'onde ( $\lambda/4$ ) .....	46
II.C.2.a	Filtres inter-digités [33], [34] .....	46
II.C.2.b	Filtres à stubs CC ou en arête de poisson [35] .....	47
II.C.2.c	Filtres elliptiques à stubs en circuit ouvert [36] .....	47
II.C.3.	Autres filtres planaires .....	48
II.C.3.a	Filtres comb-lines [37] .....	48
II.C.3.b	Filtres DBR [38], [39] .....	49
II.C.3.c	Filtres à résonateurs bimodes [40], [41].....	49
II.C.3.d	BAW / SAW [42].....	50
II.C.4.	Filtres multicouches .....	51
II.D.	Technologies multicouches disponibles.....	52
II.D.1.	Technologies sur substrat organique .....	52
II.D.1.a	Technologie Séquentielle .....	52
II.D.1.b	Technologie Smart Via.....	53
II.D.2.	Technologie LTCC.....	55
II.E.	Conclusions - Axes d'étude.....	56
<b>Références bibliographiques du chapitre II .....</b>		<b>58</b>

### **III. Propositions et étude de structures de filtrage simples ..... 65**

III.A.	Introduction - Axes d'étude pour améliorer la compacité des banques de filtres.....	67
III.B.	Résonateurs en $\lambda/4$ et couplages .....	68
III.B.1.	Détermination de la valeur et du signe d'un couplage .....	68
III.B.1.a	Valeur .....	68
III.B.1.b	Signe.....	70
III.B.1.c	Vérification.....	70
III.B.1.d	Cas particulier des couplages aux accès.....	71
III.B.2.	Couplage direct de résonateurs linéiques en $\lambda/4$ .....	72
III.B.2.a	Résonateurs adjacents en sens opposé .....	72
III.B.2.b	Résonateurs adjacents dans le même sens.....	73
III.B.2.c	Résonateurs superposés en sens opposé.....	74
III.B.2.d	Résonateurs superposés dans le même sens .....	75
III.B.2.e	Premières structures .....	76
III.B.2.e.1°	Triplets .....	77
III.B.2.e.2°	Limitation inhérente aux structures inter-digitées.....	78
III.B.3.	Couplages entre résonateurs par des éléments « non résonants » .....	79
III.B.3.a	Barreaux dans le même sens. ....	79
III.B.3.a.1°	Couplage par une masse supplémentaire. ....	80
III.B.3.a.2°	Couplage par connexion.....	80
III.B.3.a.3°	Couplage par un barreau en $\lambda/12$ . ....	81
III.B.3.a.4°	Couplage par un H.....	82

III.B.3.b	Barreaux dans des sens opposés.....	83
III.B.3.b.1°	Couplage par connexion .....	83
III.B.3.b.2°	Couplage par un H .....	83
III.C.	Structures envisagées .....	84
III.C.1.	Filtres inter-digités repliés.....	85
III.C.1.a	Quadruplets .....	85
III.C.1.b	Sextuplets .....	86
III.C.1.c	Avantages et limitations des FIF.....	88
III.C.2.	Filtres inter-digités verticaux .....	89
III.C.2.a	Présentation de la structure .....	89
III.C.2.b	Avantages et limitations des VIF .....	90
III.C.3.	Filtres « serpents ».....	91
III.C.3.a	Présentation de la structure .....	91
III.C.3.b	Avantages et limitations des filtres serpents .....	92
III.D.	Conclusion.....	93
<b>Références bibliographiques du chapitre III.....</b>		<b>94</b>

#### **IV. Synthèse analytique de filtres inter-digités multicouches ..... 95**

IV.A.	Introduction - Objectifs .....	97
IV.B.	Synthèse de filtres inter-digités .....	97
IV.B.1.	Méthode de conception adoptée.....	97
IV.B.2.	Correspondances entre matrice de couplage et architecture physique.....	99
IV.B.2.a	Lignes et résonateurs $\lambda/4$ .....	100
IV.B.2.a.1°	Impédances caractéristiques.....	100
IV.B.2.a.2°	Fréquences de résonance.....	101
IV.B.2.b	Couplages entre lignes .....	102
IV.B.2.b.1°	Couplage M et facteur de couplage k .....	102
IV.B.2.b.2°	Relation entre k et M pour les inter-digités .....	103
IV.B.2.b.3°	Lignes de largeurs différentes et facteur de couplage équivalent. ...	105
IV.B.2.b.4°	Couplage entre lignes adjacentes. ....	106
IV.B.2.b.5°	Couplage entre lignes superposées .....	108
IV.B.2.c	Couplages aux accès.....	109
IV.B.2.c.1°	Accès taperisés ou par lignes couplées .....	109
IV.B.2.c.2°	Formules .....	110
IV.B.2.d	Impacts des divers éléments constitutifs d'un filtre inter-digité .....	112
IV.B.2.d.1°	Pieds de barreau .....	112
IV.B.2.d.2°	Vias .....	113
IV.B.3.	Méthode de conception mise en oeuvre .....	115
IV.B.3.a	Filtres inter-digités standards .....	115
IV.B.3.b	Filtres inter-digités verticaux .....	117
IV.B.3.c	Conclusion - Généralisation et amélioration des méthodes de synthèse	118
<b>Références bibliographiques du chapitre IV.....</b>		<b>120</b>

#### **V. Synthèse de filtres à l'aide de la RBDM..... 125**

V.A.	Introduction - Définition du besoin.....	127
V.B.	Méthode implémentée : la RBDM .....	128
V.B.1.	Application de la RBDM à des structures symétriques.....	128

V.B.1.a	Hypothèses et approximations .....	128
V.B.1.b	Déroulement du calcul .....	130
V.B.1.b.1°	Etablissement de la forme analytique de la distribution de potentiel..	130
V.B.1.b.2°	Décomposition des distributions de potentiel au niveau des interfaces	132
V.B.1.b.3°	Calcul de l'énergie électrostatique .....	134
V.B.1.b.4°	Minimisation de l'énergie électrostatique.....	135
V.B.1.c	Exemple de réalisation : lignes symétriques simples .....	137
V.B.1.d	Exemple de réalisation : lignes symétriques couplées superposées .....	138
V.B.2.	Application de la RBDM à des structures générales.....	139
V.C.	Conclusion.....	143
<b>VI.</b>	<b>Validation expérimentale pour des structures de référence .....</b>	<b>147</b>
VI.A.	Introduction .....	149
VI.B.	Conception des structures de référence .....	149
VI.B.1.	Choix des structures .....	149
VI.B.2.	Choix de la technologie.....	150
VI.B.3.	Conception des filtres.....	151
VI.B.4.	Éléments sur la dispersion.....	154
VI.B.5.	Conception des transitions .....	155
VI.B.6.	Performances simulées pour la banque .....	159
VI.C.	Tests des structures de référence .....	161
VI.C.1.	Résultats de mesure .....	161
VI.C.2.	Coupes maquettes et retro-simulations .....	164
VI.D.	Conclusions .....	166
	<b>Références bibliographiques du chapitre VI.....</b>	<b>167</b>
<b>VII.</b>	<b>Étude de structures de filtrage élaborées .....</b>	<b>169</b>
VII.A.	Introduction .....	171
VII.B.	Duplexeurs .....	171
VII.B.1.	Version 1 .....	172
VII.B.2.	Version 2 .....	173
VII.C.	Filtre avec suppression d'harmoniques.....	175
VII.C.1.	Filtres à harmoniques filtrées .....	176
VII.C.2.	Filtre à harmoniques « décalées » .....	177
VII.D.	Filtre bi-bande .....	179
VII.E.	Quadruplets .....	180
VII.E.1.	Principe des synthèses.....	180
VII.E.2.	Solutions pour minimiser les couplages parasites.....	183
VII.F.	Sextuplet.....	185
VII.G.	Conclusions .....	186
	<b>Références bibliographiques du chapitre VII .....</b>	<b>187</b>
	<b>Conclusion générale et perspectives .....</b>	<b>189</b>

---

<b>Annexes.....</b>	<b>195</b>
Annexe A : Guide de choix des structures de couplage élémentaires.....	i
Annexe B : Maquette réalisée .....	vii
Annexe C : Autres structures simulées .....	viii
Quadruplets .....	viii
Sextuplets .....	xii
Autres structures.....	xiv



---

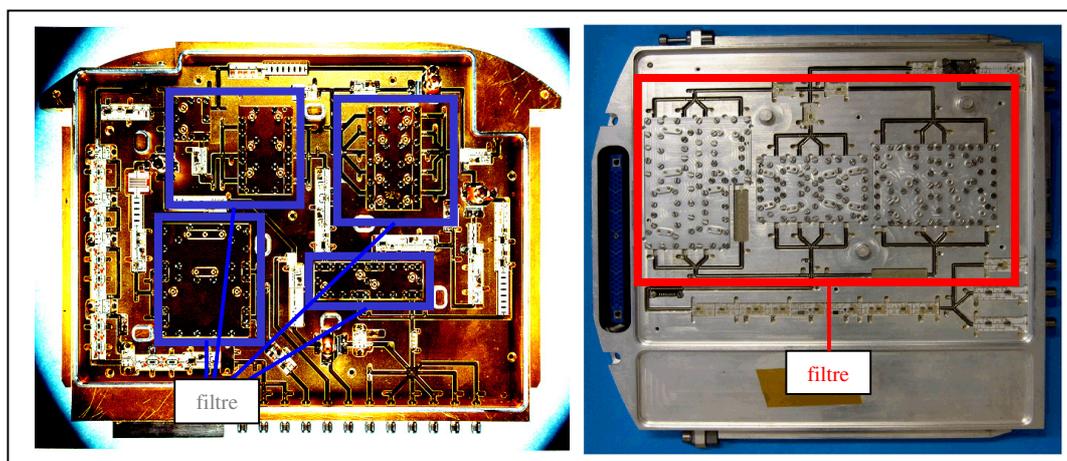
# Introduction générale



Pouvoir connaître et reconnaître les menaces est primordial pour assurer la sécurité de tout équipement militaire. Que ce soit par des principes actifs, comme l'émission d'une onde électromagnétique et l'étude de sa réflexion – applications radar – ou une écoute de l'environnement électromagnétique – applications de guerre électronique – il est nécessaire de pouvoir capter la ou les ondes électromagnétiques dans les bandes de fréquences voulues puis de les traiter en tant qu'information.

Le signal est d'abord capté par une antenne, ou un réseau d'antennes, puis à l'aide de dispositifs de filtrage, la bande fréquentielle d'intérêt, celle contenant les « informations » à analyser, est sélectionnée. Dans le cas d'un récepteur superhétérodyne cette bande subit une ou plusieurs homothétie(s) fréquentielle(s) afin d'être ramenée dans une bande fixe, plus basse, pour être échantillonnée puis numériquement traitée. Ces opérations, ainsi que celles consistant à amplifier le signal capté, ramènent des perturbations dans ou en dehors de la bande d'intérêt qu'il est nécessaire d'éliminer. Les perturbations en dehors de la bande écoutée sont éliminées à l'aide de filtres.

Filtres et réception sont donc indissociables. Or toute fonction hyperfréquence occupe une surface et un volume qui peuvent s'avérer être des facteurs critiques dans des équipements embarqués tels que ceux équipant avions de chasse ou missiles. La photo suivante, montrant des banques de filtres utilisés dans des chaînes de réception standard en guerre électronique, suffit à mettre en évidence le problème lié à l'encombrement des dispositifs de filtrage :



*Banques issues de systèmes de guerre électronique. Ces banques de filtres occupent plus de 50% de la surface de la carte hyperfréquence.*

En outre, la tendance actuelle est à la multiplication des canaux de réception, et à l'augmentation du nombre des bandes d'intérêt, donc implicitement à l'augmentation du nombre de filtres. Cela n'est envisageable que si conjointement à la complexification des dispositifs de réceptions, il est possible de réaliser des filtres de plus en plus compacts. En effet ces futurs équipements devront être compatibles en taille, volume et poids des équipements actuels.

Ce travail de thèse s'inscrit dans cette perspective : disposer de filtres compacts qui pourront s'intégrer au mieux dans les chaînes du futur, le principal atout étant la possibilité de réaliser des dispositifs non plus seulement planaires mais en 3 dimensions – ou plus précisément sur plusieurs plans – les filières technologiques nécessaires à cela étant déjà largement utilisées dans les réalisations actuelles.

Bien que le cadre évoqué soit celui des dispositifs de surveillance radar, ou de guerre électronique, le travail de thèse effectué n'exclut aucun domaine pour lequel des contraintes similaires prévaudraient, à savoir, la nécessité d'obtenir des filtres multicouches passe-bande compacts, dans la gamme 2-20GHz.

Ce manuscrit est découpé en 7 chapitres distincts :

Le **chapitre I, Modèles de synthèse pour les filtres à résonateurs couplés**, permet d'exposer les aspects théoriques sur lesquels se fonde l'intégralité du travail de thèse. La notion de filtrage doit nécessairement être connue pour aborder ce travail, cependant il existe de très nombreuses manières d'aborder ce sujet, ce chapitre permet donc d'établir les conventions et modes de raisonnement récurrents par la suite.

Le lien entre les considérations théoriques en matière de filtrage du chapitre I et les réalisations concrètes en découlant, ainsi que leurs contraintes et performances, est fait dans le **chapitre II, Etat de l'art des filtres hyperfréquences** qui présente également, de manière succincte, les technologies multicouches envisageables pour d'éventuelles maquettes.

A partir de l'analyse des deux premiers chapitres, les solutions de filtrage envisagées, répondant au besoin exprimé en introduction, sont alors exposées dans le **chapitre III, Propositions et étude de structures de filtrage simples**.

Le **chapitre IV, Synthèse analytique de filtres inter-digités multicouches**, se propose d'établir une méthode de synthèse pour l'une des solutions proposées au chapitre III. Cette méthode mène le concepteur du gabarit, première étape d'une conception, au filtre prêt à être dessiné et fabriqué, dernière étape incombant au concepteur.

Une méthode semi-analytique, complétant le processus de synthèse automatique développé au chapitre IV, est détaillée dans le **chapitre V, Synthèse de filtres à l'aide de la RBDM**.

Le **chapitre VI, Validation expérimentale pour des structures de référence**, est dévolu à la réalisation, au test et à l'analyse des maquettes réalisées à l'issue des travaux des précédents chapitres.

Le **chapitre VII, Etude de structures de filtrage élaborées**, s'appuie sur la validation des concepts et des structures de base apportée au chapitre précédent, afin de proposer de nouveaux filtres, des compromis, de nouvelles possibilités.



---

# I. Modèles de synthèse pour les filtres à résonateurs couplés



## I.A. Introduction

Ce chapitre introduit les matrices de couplage comme découlant naturellement des fonctions de filtrage. Bien que le but et l'utilisation d'un filtre passe-bande soient considérés comme pré requis, la première partie s'attache néanmoins à lier les fondements du filtrage aux matrices de couplages telles qu'elles sont utilisées et comprises au cours du manuscrit.

Sont ensuite détaillées des spécificités des matrices de couplage ainsi qu'une méthode d'optimisation fondée sur l'équivalence matrice de couplage - réponse électromagnétique.

## I.B. Du quadripôle à la matrice de couplage

### I.B.1. Quadripôle et filtrage

Un filtre peut être considéré comme un quadripôle car il modifie le signal incident suivant une loi fréquentielle. :

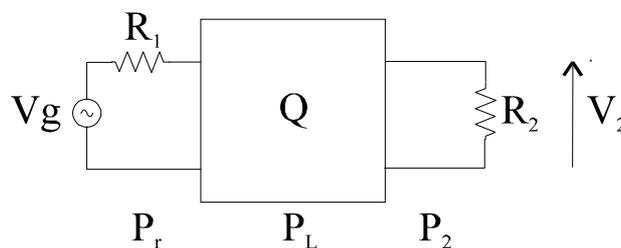


Figure I-1 : Schéma d'un quadripôle.

Sont ainsi définis :

- $P_r$  : la puissance réfléchiée en entrée.
- $P_L$  : la puissance dissipée par le quadripôle.

- $P_2$  : la puissance délivrée à la charge : 
$$P_2 = \frac{|V_2|^2}{2R_2} \quad (1)$$

- $P_a$  : la puissance fournie par le générateur : 
$$P_a = \frac{|V_g|^2}{8R_1} \quad (2)$$

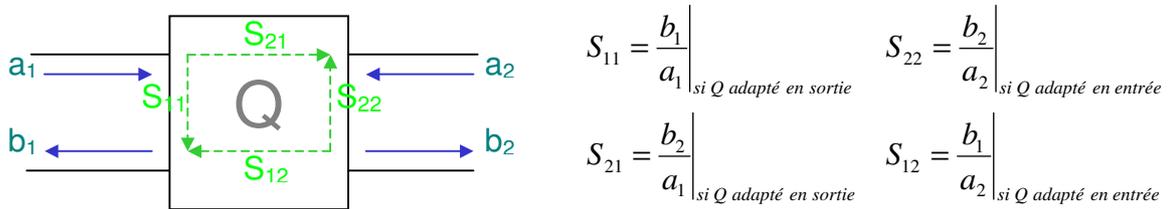


Figure I-2 : Graphe de fluence du quadripôle.

d'où (si quadripôle adapté à ses accès) :

- La puissance délivrée à la charge :  $|b_2|^2 = P_2$  (3)

- La puissance fournie par le générateur :  $|a_1|^2 = P_a$  (4)

- La puissance réfléchiée en entrée :  $|b_1|^2 = P_r$  (5)

soit :

- La fonction de transfert  $H(p)$  par rapport aux pertes d'insertion :

$$\frac{1}{|H(p)|^2} = \frac{P_a}{P_2} = \frac{1}{|S_{21}(p)|^2}_{\text{si } Q \text{ adapté}} \quad (6)$$

- La fonction de réflexion  $T(p)$  :

$$\frac{1}{|T(p)|^2} = \frac{P_a}{P_r} = \frac{1}{|S_{11}(p)|^2}_{\text{si } Q \text{ adapté}} \quad (7)$$

avec  $p = \sigma + j\omega$  ( $j\omega$  représentant la partie fréquentielle du signal,  $\sigma$  étant généralement associé aux pertes intrinsèques au quadripôle). Si  $P_L = 0$  ( i.e. quadripôle sans pertes ) il s'ensuit  $|H|^2 + |T|^2 = 1$ .

La fonction de transfert d'un filtre passif peut être vue comme un rapport de polynôme :

$$H(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_m p^m}{b_0 + b_1 p + \dots + b_n p^n} \quad \text{ou encore :} \quad H(p) = \frac{\prod_{i=1}^m (p - z_i)}{\prod_{i=1}^n (p - p_i)} \quad (8)$$

$$\text{ou encore :} \quad |H(p)|^2 = \frac{1}{1 + |D(p)|^2}$$

$D(p)$  est appelé fonction discriminante du filtre. Le type de la fonction de transfert est déterminé par le type de polynôme utilisé pour  $D(p)$ . En revanche, l'obtention d'un passe-bande, stop-bande ou passe-haut est réalisée par transformation de la variable fréquentielle  $\omega$ .

Lorsque  $|D(p)|$  s'annule, la transmission  $|H(p)|$  vaut 1, lorsque  $|D(p)|$  tend vers l'infini l'atténuation du filtre est maximum.

Il est également possible de poser pour le quadripôle sans pertes :

$$T(p) = S_{11}(p)|_{Q \text{ adapté}} = \frac{R(p)}{Q(p)} \quad H(p) = S_{21}(p)|_{Q \text{ adapté}} = \frac{1}{\varepsilon} \frac{P(p)}{Q(p)} \quad D(p) = \varepsilon \frac{R(p)}{P(p)} = \frac{T(p)}{H(p)} \quad (9)$$

où :

- $\varepsilon$  est l'ondulation de la fonction de transfert et où  $P$ ,  $Q$  et  $R$  sont des polynômes à coefficients réels.
- $|P(p)|^2 + \varepsilon^2 |R(p)|^2 = \varepsilon^2 |Q(p)|^2 \quad (10)$
- $Q(p)$  est un polynôme de Hurwitz (racines complexes à parties réelles négatives).

Il apparaît alors :

- Que les zéros de  $P$  sont les zéros de transmission de  $H$ , donc les valeurs pour lesquelles la transmission est nulle.
- Que les zéros de  $R$  sont les zéros de  $T$ , donc les valeurs pour lesquelles la réflexion est nulle.
- Que les zéros de  $Q$  sont les pôles de la fonction de transfert. Leur nombre donne l'ordre du filtre.

Un exemple pour illustrer ce qui précède est donné ci dessous, Figure I-3, avec la représentation des racines des polynômes  $P$ ,  $Q$  et  $R$  pour un filtre passe-bas pseudo-elliptique :

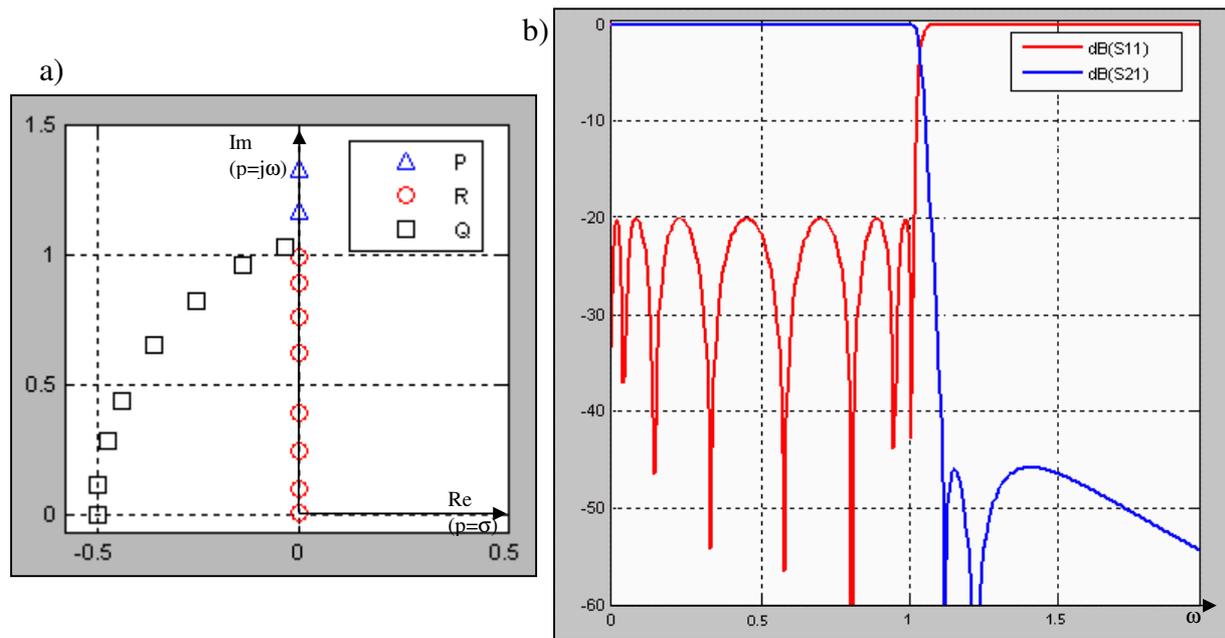


Figure I-3 : Représentations d'une fonction de transfert pseudo-elliptique.  
 a) Racines des polynômes  $P R Q$ . b) Réponse en module des paramètres  $S$ .

Dans l'illustration ci-dessus les zéros de  $R$  et  $P$  sont purement imaginaires et leur impact sur la réponse du filtre est directement visible sur la réponse en module des paramètres  $S$ . Cependant ils peuvent être à partie réelle non nulle et ainsi avoir d'autres effets sur la réponse d'un filtre comme l'amélioration du temps de groupe [1], [2].

## I.B.2. Fonctions de transfert passe-bas

Les différents types de filtres, passe-haut, passe bande et stop-bande, sont réalisés à partir du prototype passe-bas par transformations fréquentielles, c'est pourquoi la synthèse théorique d'un filtre commence par la synthèse du passe-bas associé : détermination de la fonction de transfert voulue et de la réjection, ces deux termes conditionnant l'ordre  $n$  du filtre.

Par le placement des divers pôles et zéros il est possible de réaliser des fonctions de transfert aux allures diverses. Seront détaillées ici les fonctions Butterworth, Chebychev et Chebychev généralisé ou pseudo elliptique car elles sont utilisées aussi bien pour réaliser des passe-bas que des passe-bande.

### I.B.2.a Fonction Butterworth :

Tous les zéros de R étant confondus et nuls, les réjections associées à ce type de polynôme sont généralement faibles.

$$D(\omega) = \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^n \text{ et pour une réjection définie par deux niveaux d'atténuation, } a_s \text{ et } a_p,$$

$$\text{aux fréquences } \omega_s \text{ et } \omega_p : n = \frac{1}{2} \frac{\log \frac{10^{0,1a_s} - 1}{10^{0,1a_p} - 1}}{\log \frac{\omega_s}{\omega_p}} \quad (11)$$

Tous les zéros de D sont égaux à 0, de ce fait il n'y a pas d'ondulation dans la bande.

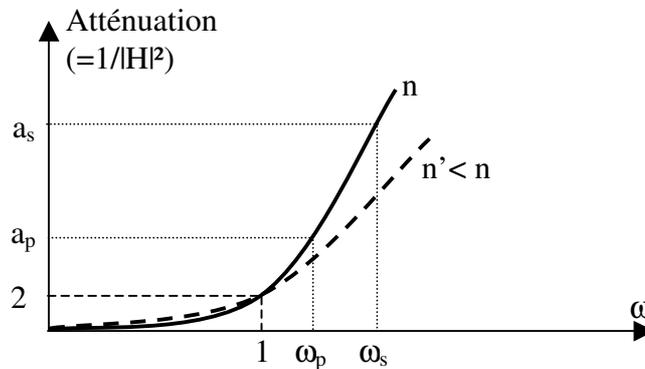


Figure I-4 : Prototype passe-bas d'un filtre Butterworth.

### I.B.2.b Fonction Chebychev :

Les réjections offertes par des polynômes Chebychev, à n identique, sont meilleures que pour les polynômes de type Butterworth. Ces polynômes présentent une ondulation constante dans leur bande passante. Cependant la distorsion de phase (temps de groupe) est aussi plus importante.

La fonction de transfert caractéristique est de la forme suivante :  $D(\omega) = \epsilon * A_n(\omega)$

où ε est l'ondulation dans la bande passante, et  $A_n$  est défini par :

$$\begin{cases} A_n = \cos(n \cdot \arccos(\omega)) & \text{dans la bande} \\ A_n = \text{ch}(n \cdot \text{arcch}(\omega)) & \text{hors bande} \end{cases} \text{ avec } n = \text{arcch} \left( \sqrt{\frac{10^{a_s/10} - 1}{10^{a_p/10} - 1}} \right) / \text{arcch} \left( \frac{\omega_s}{\omega_p} \right) \quad (12)$$

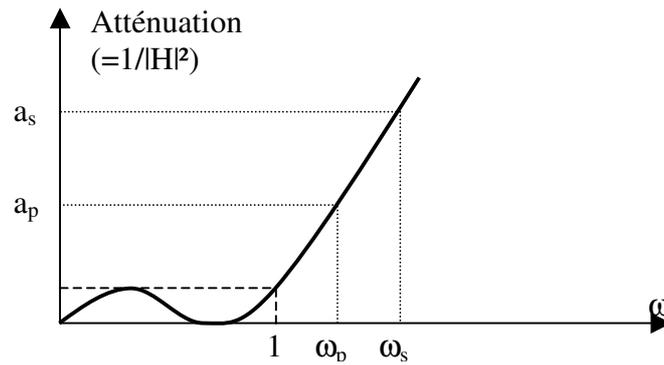


Figure I-5 : Prototype passe-bas d'un filtre Chebychev.

### I.B.2.c Fonction pseudo elliptique ou Chebychev généralisée

Les fonctions Chebychev généralisées sont plus complexes mais permettent d'obtenir de meilleures réjections car elles possèdent, comme la fonction Chebychev, des zéros de réflexion dans la bande, mais en plus des zéros de transmission hors bande (aux fréquences  $\omega_i$ ).

$$D(\omega) = \varepsilon \cdot \cosh \left( \sum_{i=1}^{n_z} \operatorname{arccosh}(X_i(\omega)) + (n - n_z) \cdot \operatorname{arccosh}(\omega) \right) \quad \text{avec } X_i(\omega) = \frac{\omega - 1/\omega_i}{1 - \omega/\omega_i} \quad (13)$$

où  $n_z$  est le nombre de zéros de transmission et  $n$  le nombre de pôles.

Si tous les zéros de transmission sont placés à l'infini, on retrouve la fonction Chebychev.

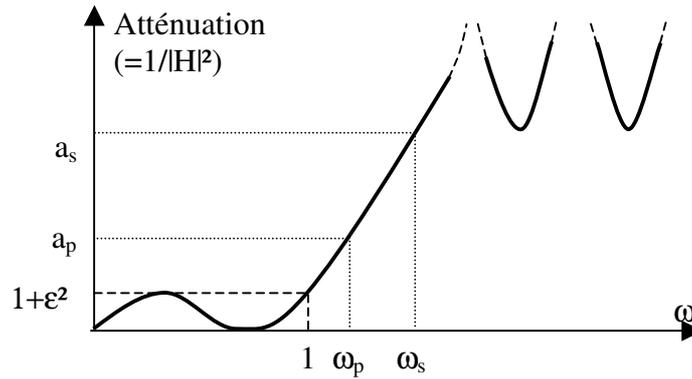


Figure I-6 : Prototype d'un filtre passe-bas d'un filtre elliptique.

### I.B.3. Prototypes passe-bas et matrice de couplage

Soit un quadripôle adapté (i.e.  $S_{11}=T$  et  $S_{21}=H$ ), réciproque (i.e.  $S_{21}=S_{12}$ ) et sans pertes (i.e.  $[S]^t.[S]^*=[1]$ ) sa matrice  $S$  peut s'écrire en fonction des polynômes vus précédemment :

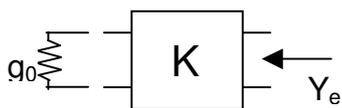
$$[S] = \frac{1}{Q} \begin{bmatrix} R & P/\varepsilon \\ P/\varepsilon & \alpha R^* \end{bmatrix} \begin{cases} \alpha=1, \text{ si n pair} \\ \alpha=-1, \text{ si n impair} \end{cases} \quad (14)$$

Il est alors possible d'exprimer la matrice chaîne, termes A,B,C et D, correspondante :

$$\begin{aligned} A &= \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2.S_{21}} & B &= \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2.S_{21}} & \Rightarrow & & A &= \frac{\varepsilon}{P} \left( \frac{Q+\alpha Q^*}{2} + \frac{R+\alpha R^*}{2} \right) & B &= \frac{\varepsilon}{P} \left( \frac{Q-\alpha Q^*}{2} + \frac{R-\alpha R^*}{2} \right) \\ C &= \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2.S_{21}} & D &= \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2.S_{21}} & & & C &= \frac{\varepsilon}{P} \left( \frac{Q-\alpha Q^*}{2} - \frac{R-\alpha R^*}{2} \right) & D &= \frac{\varepsilon}{P} \left( \frac{Q+\alpha Q^*}{2} - \frac{R+\alpha R^*}{2} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

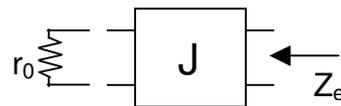
Le quadripôle peut également être représenté par un schéma équivalent en éléments localisés faisant intervenir des inverseurs d'admittance ou d'impédance :

*Inverseur d'admittance :*



matrice chaîne :  $\begin{bmatrix} 0 & j/K \\ jK & 0 \end{bmatrix}$  d'où  $Y_e = \frac{K^2}{g_0}$

*Inverseur d'impédance :*



matrice chaîne :  $\begin{bmatrix} 0 & jJ \\ jJ & 0 \end{bmatrix}$  d'où  $Z_e = \frac{J^2}{r_0}$

Soient les schémas équivalents passe-bas possibles pour un ordre n (cas d'une fonction non elliptique) :

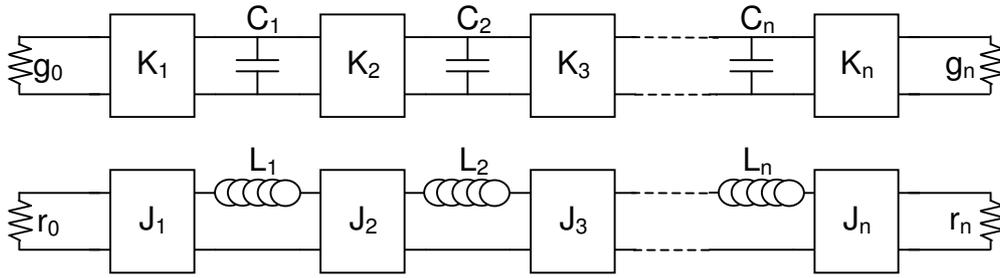


Figure I-7 : Schémas équivalents passe-bas à l'ordre n dans le cas d'une fonction non elliptique.

L'égalisation des matrices chaînes, étapes par étapes, va déterminer les valeurs de K (ou J) et C (ou L) correspondantes :

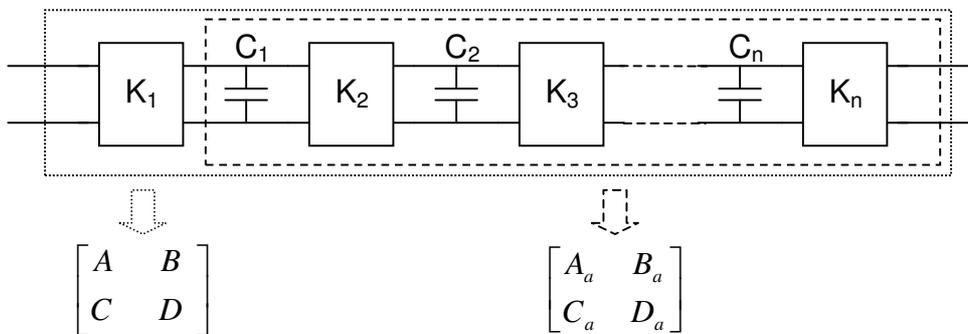


Figure I-8 : Extraction des paramètres du schéma équivalent à l'aide des matrices chaînes, étape 1

Il en découle :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j/K_1 \\ j.K_1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_a & B_a \\ C_a & D_a \end{bmatrix} \text{ ce qui donne } \begin{bmatrix} A_a & B_a \\ C_a & D_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -jC/K_1 & -jD/K_1 \\ -j.A.K_1 & -j.B.K_1 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

L'hypothèse est la suivante : tous les  $K_i$  peuvent être pris égaux à 1 sauf le dernier traité. Cette hypothèse est vérifiée a posteriori. Vient ensuite l'extraction de  $C_1$  :

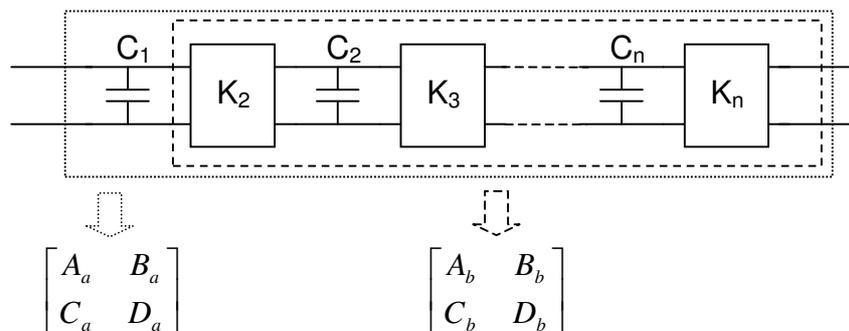


Figure I-9 : Extraction des paramètres du schéma équivalent à l'aide des matrices chaînes, étape 2

Il s'ensuit : (17)

$$\begin{bmatrix} A_a & B_a \\ C_a & D_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ C_1 \cdot p & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_b & B_b \\ C_b & D_b \end{bmatrix} \text{ ce qui donne } \begin{bmatrix} A_b & B_b \\ C_b & D_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_a & B_a \\ -A_a \cdot C_1 \cdot p + C_a & -B_a \cdot C_1 \cdot p + D_a \end{bmatrix}.$$

Ici, l'hypothèse est que la valeur de la capacité  $C_1$  doit annuler le terme en  $p$  de plus haut degré. Cela peut également se vérifier a posteriori.

Le processus se poursuit ensuite avec  $K_n$  puis  $C_n$  et ainsi de suite, en alternant, jusqu'à ce que tous les  $K_i$  et  $C_i$  soient connus.

Le prototype passe-bas ainsi obtenu est ensuite normalisé afin que chaque valeur de capacité vaille 1 :

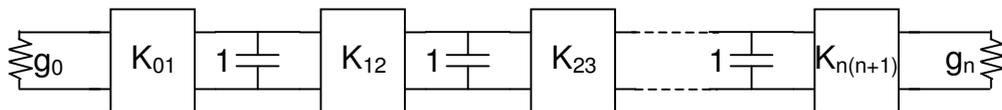


Figure I-10 : Prototype passe-bas avec capacités normalisées et inverseurs  $K$ .

$$\text{Avec } K_{i(i+1)} = \frac{K_{i+1}}{C_i \cdot C_{i+1}} \Bigg|_{\substack{i=0,1,\dots,n \\ C_0=C_{n+1}=1}} \quad (18)$$

Le filtre est dès lors parfaitement déterminé par son schéma passe-bas équivalent (ci-dessus) et sa matrice des couplages  $K_{ij}$  :

$$\begin{bmatrix} 0 & K_{01} & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ K_{01} & 0 & K_{12} & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & K_{12} & 0 & \dots & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & 0 & K_{n(n+1)} \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & K_{n(n+1)} & 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

Idem pour un schéma équivalent à base d'inverseurs d'impédance avec  $J_{ij} = K_{ij}$ .

### I.B.4. Du passe-bas au passe-bande

Pour obtenir un passe-bande, une transformation fréquentielle est appliquée au schéma Figure I-10 à base d'inverseurs d'impédance :

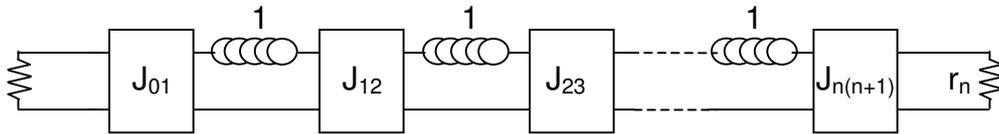


Figure I-11: Prototype passe-bas avec inductances normalisées, équivalent au schéma Figure I-10, mais avec inverseurs J.

La transformation fréquentielle du passe-bas vers le passe-bande implique les modifications suivantes suivant le schéma équivalent utilisé :

<i>Passe-bas</i>	<i>Passe-bande</i>
$L_n$ passe-bas	$L_n \text{ passe-bande} = \frac{L_n \text{ passe-bas}}{W}$ $C_n \text{ passe-bande} = \frac{W}{L_n \text{ passe-bas}}$
$C_n$ passe-bas	$C_n \text{ passe-bande} = \frac{C_n \text{ passe-bas}}{W}$ $L_n \text{ passe-bande} = \frac{W}{C_n \text{ passe-bas}}$

$W = \omega_{\text{haut}} - \omega_{\text{bas}}$   
 (W : bande réelle du passe - bande)

Figure I-12 : Relations pour les transformations passe-bas vers passe-bande et les modifications adéquates des schémas équivalents.

ce qui donne :

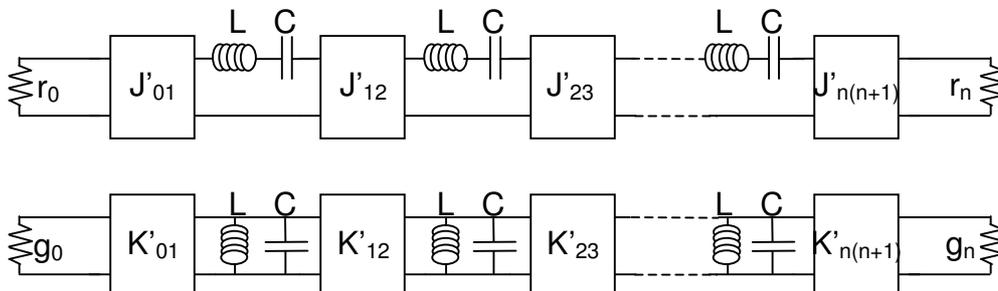


Figure I-13 : Schémas équivalents passe-bande, avec inverseurs J et inverseurs K.

avec :

$$\begin{aligned}
 C &= \frac{C_n}{Z_0 \cdot \omega_0} \quad \text{et} \quad L = \frac{Z_0 \cdot L_n}{\omega_0} \\
 J_{ij}' &= J_{ij} \cdot \frac{W}{\omega_0}, \quad J_{01}' = J_{01} \cdot \left(\frac{W}{\omega_0}\right)^{1/2} \quad \text{et} \quad J_{n(n+1)'} = J_{n(n+1)} \cdot \left(\frac{W}{\omega_0}\right)^{1/2} \\
 K_{ij}' &= K_{ij} \cdot \frac{W}{\omega_0}, \quad K_{01}' = K_{01} \cdot \left(\frac{W}{\omega_0}\right)^{1/2} \quad \text{et} \quad K_{n(n+1)'} = K_{n(n+1)} \cdot \left(\frac{W}{\omega_0}\right)^{1/2}
 \end{aligned} \tag{20}$$

Une variante du circuit fondé sur les inverseurs d'impédances est aussi utilisée pour le cas des circuits à bande étroite, i.e. où  $\frac{W}{\omega_0} \approx 1$  :

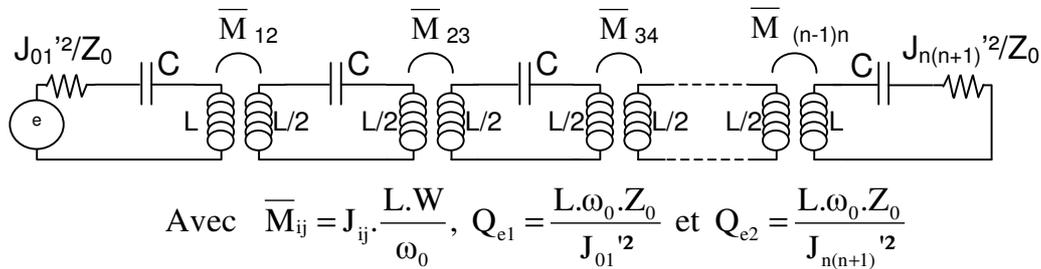


Figure I-14 : Schéma équivalent passe-bande pour les circuits à bande étroite.

Par la suite, seront considérés comme filtres à bande étroite des filtres pour lesquels la bande du filtre n'excède pas 10% de la fréquence centrale du filtre.

### I.B.5. Généralisation : Matrices de couplage « tous couplages » et passe-bande.

Les parties précédentes permettent de lier gabarit, fonction de transfert, circuit équivalent et matrice de couplage. Cependant le schéma introduit précédemment est valable pour des filtres à couplage directs uniquement, i.e. des filtres utilisant des fonctions Chebychev ou Butterworth. Pour des fonctions elliptiques il est indispensable de généraliser le schéma précédent en tenant compte des couplages entre résonateurs non adjacents.

Les filtres passe-bande, bande étroite, peuvent donc être associés au modèle en éléments localisés [3] suivant, donné Figure I-15 :

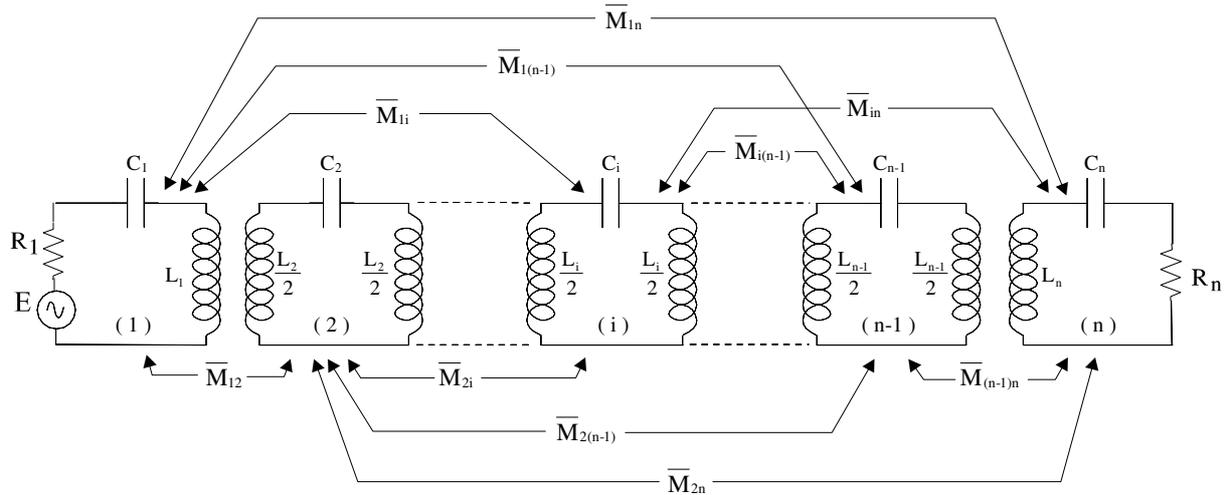


Figure I-15 : Schéma équivalent électrique pour un filtre passe-bande sans pertes à bande étroite, et faisant apparaître tous les couplages possibles.

Sur le schéma, les associations  $L_i$  et  $C_i$  définissent les résonateurs tandis que les mutuelles inductances  $\overline{M}_{ij}$  représentent les couplages entre ces différents résonateurs. Les pertes ne sont pas prises en compte. Dans le cas contraire les résonateurs LC se verraient adjoindre des résistances R.

Il est alors possible de définir le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} E = i_1 \cdot (R_1 + jL_1 \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_1 \cdot \omega}) + j \overline{M}_{12} \cdot \omega i_2 + \dots \\ 0 = j \overline{M}_{12} \cdot \omega i_1 + i_2 \cdot (jL_2 \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_2 \cdot \omega}) + \dots \\ \dots \\ 0 = j \overline{M}_{1n} \cdot \omega i_1 + j \overline{M}_{2n} \cdot \omega i_2 + \dots + i_n \cdot (R_n + jL_n \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_n \cdot \omega}) + \dots \end{cases} \quad (21)$$

Afin de simplifier l'étude il est admis que  $L_1=L_2=\dots=L_n=L$ , et que seules les  $C_i$  fixent les fréquences de résonance des résonateurs i.

Les conventions suivantes sont utilisées:

$\omega_0$  : pulsation centrale du filtre.

rbw : bande relative du filtre (bande du filtre / pulsation centrale du filtre  $\omega_0$ ).

$$r_i = \frac{R_i}{\omega_0 \cdot L \cdot rbw} \quad , \quad d_i = \frac{1}{\omega_0 \cdot L \cdot rbw} \cdot (jL_i \cdot \omega + 1/jC_i \cdot \omega) \quad \text{et} \quad m_{ij} = \frac{\overline{M}_{ij}}{L \cdot rbw} \quad (22)$$

Il est alors possible d'établir la matrice suivante :

$$\begin{pmatrix} E \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} = \omega_0 \cdot L \cdot rbw \cdot \begin{bmatrix} r_1 + d_1 & m_{21} \cdot j \frac{\omega}{\omega_0} & \dots & m_{n1} \cdot j \frac{\omega}{\omega_0} \\ m_{12} \cdot j \frac{\omega}{\omega_0} & d_2 & \dots & m_{n2} \cdot j \frac{\omega}{\omega_0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ m_{1n} \cdot j \frac{\omega}{\omega_0} & m_{2n} \cdot j \frac{\omega}{\omega_0} & \dots & r_n + d_n \end{bmatrix} \quad (23)$$

En faisant l'approximation des filtres à bande étroite, il vient  $\frac{\omega}{\omega_0} \approx 1$  et des simplifications sont dès lors possibles.

La spécificité des filtres à bande large se traduira par des modifications de design mais leur matrice de couplage normalisée sera celle présentée ici : puisqu'elle est normalisée en fréquence, la fréquence centrale est 0 et la bande va de  $-1$  à  $1$ . Poser  $\omega \neq \omega_0$  et multiplier les coefficients  $m_{ij}$  par  $\frac{\omega}{\omega_0}$  permet d'obtenir une réponse plus conforme au comportement réel du filtre.

Il s'ensuit :

$$[Z] = ([r] + j \cdot [m]) \cdot \omega_0 \cdot L \cdot rbw \quad (24)$$

Avec :

$$[r] = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & r_n \end{bmatrix} \text{ et la matrice de couplages normalisée } [m] = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} & \dots & m_{n1} \\ m_{12} & m_{22} & \dots & m_{n2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ m_{1n} & m_{2n} & \dots & m_{nn} \end{bmatrix} .$$

Pour  $i \neq j$ , les  $m_{ij} = \frac{\overline{M}_{ij}}{L \cdot rbw}$  traduisent les différents couplages entre les résonateurs.

Pour  $i = j$ , les  $m_{ij} = d_i / j$  traduisent les décalages fréquentiels des résonateurs.

Ces matrices sont dites normalisées car indépendantes de toute fréquence. Il est également possible de réunir  $[r]$  et  $[m]$  au sein d'une même matrice d'ordre  $n+2$  puisque  $r_1$  et  $r_n$  sont les couplages aux accès.

Les couplages dénormalisés (pour  $i \neq j$ ) sont définis comme suit :  $M_{ij} = m_{ij} \cdot rbw = \frac{\overline{M}}{L}$ .

## I.C. Spécificités des matrices de couplage

### I.C.1. Rotations

Une rotation est une transformation similaire, c'est à dire qu'elle conserve inchangée la réponse du système matriciel.

Elle se caractérise par son angle  $t$  et son pivot  $i,j$ .

- La matrice de rotation  $[R]$  est une matrice orthogonale pour laquelle :

$$\begin{aligned} m_{ij} &= -m_{ji} = \sin(t) \\ m_{ii} &= m_{jj} = \cos(t) \\ m_{kk} &= 1 \quad (k \neq i \text{ et } k \neq j) \end{aligned} \quad (25)$$

Exemple de matrice  $[R]$  pour une rotation de pivot 1,3 et d'angle  $t$  d'une matrice d'ordre 3x3 :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(t) & 0 & \sin(t) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(t) & 0 & \cos(t) \end{bmatrix} \quad (26)$$

- La matrice de couplage résultant d'une rotation est obtenue comme suit :

$$[MC_{\text{final}}] = [R].[MC_{\text{init}}].[R]^t \quad (27)$$

Bien que les rotations soient abstraites, i.e. sans lien avec un phénomène physique, elles permettent néanmoins d'annuler des termes de  $MC_{\text{init}}$  tout en conservant la réponse associée. Cela permet de faire apparaître des configurations de matrices de couplage qui pourront être liées à une réalité physique. Dans le cadre de cette étude les configurations particulières, pour lesquelles certains termes précis sont non nuls, sont nommées topologies.

En général il est possible de passer d'une topologie à une autre à l'aide d'une série de rotations bien définie. Les pivots sont prédéfinis mais les angles sont calculés pour chaque rotation en fonction des valeurs que prend la matrice après la rotation et afin d'annuler un terme précis de la matrice. Exemple pour une matrice d'ordre 3, quelconque, subissant une rotation d'angle  $t$  et de pivot 1,3 :

$$MC_{final} = [R][m][R]^t = \begin{bmatrix} \cos(t) & 0 & \sin(t) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(t) & 0 & \cos(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & e & i \\ e & b & f \\ i & f & c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(t) & 0 & -\sin(t) \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin(t) & 0 & \cos(t) \end{bmatrix} \quad (28)$$

donne :

$$\begin{bmatrix} (a.\cos(t) + i.\sin(t)).\cos(t) + (i.\cos(t) + c.\sin(t)).\sin(t) & e.\cos(t) + f.\sin(t) & -(a.\cos(t) + i.\sin(t)).\sin(t) + (i.\cos(t) + c.\sin(t)).\cos(t) \\ e.\cos(t) + f.\sin(t) & b & -e.\sin(t) + f.\cos(t) \\ (-a.\sin(t) + i.\cos(t)).\cos(t) + (-i.\sin(t) + c.\cos(t)).\sin(t) & -e.\sin(t) + f.\cos(t) & -(-a.\sin(t) + i.\cos(t)).\sin(t) + (-i.\sin(t) + c.\cos(t)).\cos(t) \end{bmatrix} \quad (29)$$

Trois cas d'annulation sont possibles :

- annulation de  $m_{ii}$  ( $a$  ici) :  $t = \arctan\left(-\frac{m_{ij}}{m_{jj}} \pm \frac{\sqrt{m_{ij}.m_{ij} - m_{ii}.m_{jj}}}{m_{jj}}\right)$  (30)

- annulation de  $m_{ij}$  ( $i$  ici) :  $t = \arctan\left(\frac{-m_{ii} + m_{jj} + \sqrt{m_{ii}^2 - 2.m_{ii}.m_{jj} + m_{jj}^2 + 4.m_{ij}^2}}{2.m_{ij}}\right)$  (31)

- annulation de  $m_{ik}$ ,  $k \neq i$  et  $j$  ( $e$  ici) :  $t = \arctan\left(-\frac{m_{ik}}{m_{kj}}\right)$  (32)

Ces relations, simples à démontrer dans le cas d'une matrice d'ordre 3, sont également valables pour des ordres plus élevés [4]-[6].

L'annulation d'un terme d'une matrice de couplage est « l'opération élémentaire » permettant de passer d'une topologie de matrice à une autre.

## I.C.2. Topologies usuelles

Cette partie donne un aperçu de quelques topologies couramment employées y compris dans la suite de cette étude.

Afin d'illustrer l'équivalence des différentes topologies présentées ci-dessous ainsi que le caractère d'invariance des rotations, les illustrations, i.e. matrice et topologie, font toutes référence à la même réponse, présentée Figure I-16 :

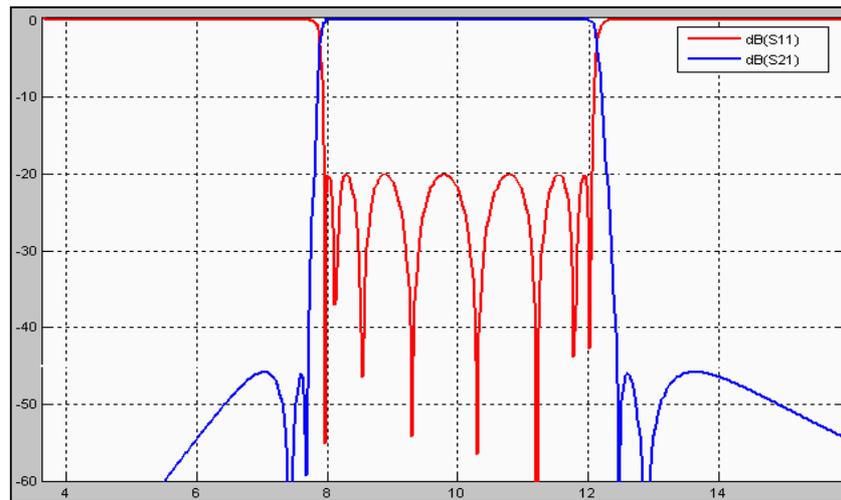


Figure I-16 : Filtre 8 pôles avec 4 zéros de transmission placés symétriquement.

Les matrices présentées intègrent directement les couplages aux accès, donc pour ce filtre 8 pôles, les matrices représentatives de la réponse sont des matrices 10x10.

A noter également que l'utilisation des topologies suivantes nécessite de maîtriser la génération de couplages négatifs aussi bien que la génération de couplages positifs, si l'on souhaite pouvoir rapprocher structure physique et matrice de couplage.

### I.C.2.a Matrices flèches

Les matrices flèches, aussi appelées matrices roues, sont des matrices très utilisées bien qu'elles soient généralement décorréliées de l'architecture physique du filtre dont elles traduisent la réponse. Elles servent habituellement de point de départ pour d'autres transformations [7], d'autant qu'il est toujours possible de se ramener à une matrice flèche et que celle-ci est unique.

0	0.983	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0.983	0	0.810	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0.810	0	0.581	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0.581	0	-0.536	0	0	0	0.089	0	0
0	0	0	-0.536	0	-0.579	0	0	0	0	0
0	0	0	0	-0.579	0	-0.300	0	-0.537	0	0
0	0	0	0	0	-0.300	0	0.914	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0.914	0	-0.599	0	0
0	0	0	0.089	0	-0.537	0	-0.599	0	0.983	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0.983	0	0

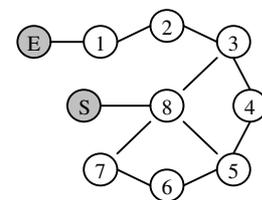


Figure I-17 : Représentations de la réponse par une matrice flèche, matrice de couplage à gauche et topologie à droite.

### I.C.2.b Matrices repliées

Les matrices repliées, aussi appelées matrices en échelles, sont très utilisées car ce sont des topologies réalisables à l'aide de cavités et qui permettent d'obtenir le maximum de zéros de transmission.

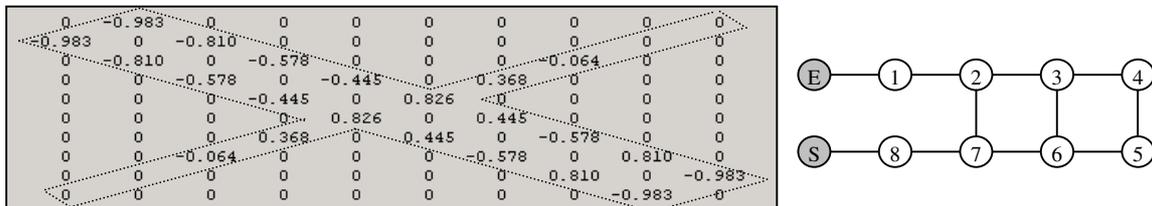


Figure I-18 : Représentation de la réponse par une matrice repliée, matrice de couplage à gauche et topologie à droite.

### I.C.2.c Matrices contenant des triplets

Un triplet est la combinaison de 3 résonateurs consécutifs couplés ensemble. Ces matrices sont le plus souvent liées à l'architecture physique du filtre.

- Soit une matrice d'ordre 6 contenant un triplet :

$$\begin{bmatrix} 0 & m_{01} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ m_{01} & m_{11} & m_{12} & m_{13} & 0 & 0 \\ 0 & m_{12} & m_{22} & m_{23} & 0 & 0 \\ 0 & m_{13} & m_{23} & m_{33} & m_{34} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_{34} & m_{44} & m_{45} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m_{45} & 0 \end{bmatrix}$$

- Il est possible de calculer la réponse en transmission découlant de cette matrice :

$$H(\omega) = -2 \cdot j \cdot \frac{m_{34} \cdot (-m_{12} \cdot m_{23} + m_{13} \cdot m_{22} - m_{13} \cdot \omega)}{m_{45} \cdot m_{01} \cdot (m_{22} \cdot m_{33} - m_{22} \cdot \omega - m_{33} \cdot \omega + \omega^2 - m_{23}^2)} \quad (33)$$

- Il suffit alors de chercher l'expression de la fréquence pour laquelle la réponse s'annule ( $\omega_1$  tel que Réponse = 0) :

$$\omega_1 = \frac{-m_{12}.m_{23} + m_{13}.m_{22}}{m_{13}} \tag{34}$$

Les triplets permettent donc de créer un zéro de transmission précisément.

Le calcul peut être effectué pour des matrices d'ordre n quelconque, l'expression de la fréquence  $\omega_1$  découlant d'un triplet restera similaire.

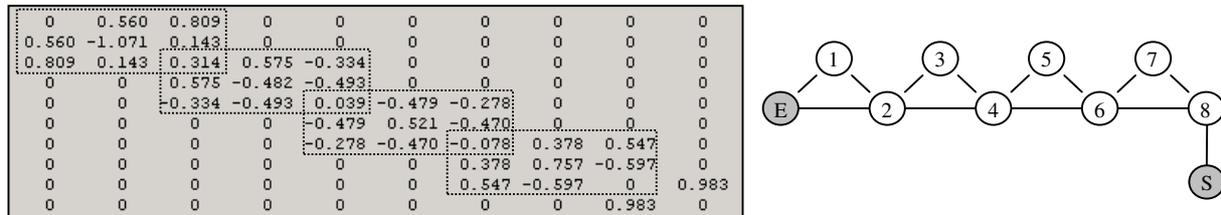


Figure I-19 : Représentation de la réponse par des triplets, matrice à gauche, topologie à droite.

### I.C.2.d Matrices contenant des quadruplets

Les quadruplets permettent d'obtenir 2 zéros symétriques en couplant de manière adéquate 4 résonateurs.

Là encore il est possible de prévoir les fréquences des zéros (les décalages fréquentiels, i.e. les termes de la diagonale, sont obligatoirement nuls) :

- Matrice :

$$M := \begin{bmatrix} 0 & m01 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ m01 & 0 & m12 & 0 & m14 & 0 \\ 0 & m12 & 0 & m23 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m23 & 0 & m34 & 0 \\ 0 & m14 & 0 & m34 & 0 & m45 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m45 & 0 \end{bmatrix}$$

- Réponse :

$$H(\omega) = \frac{-2im01m45(-m12m23m34 - \omega^2m14 + m23^2m14)}{(-\omega^4 - i\omega^3m45^2 + \omega^2m34^2 + \omega^2m23^2 + im23^2m45^2 + m12^2\omega^2 + im12^2\omega m45^2 - m12^2 + 2m12m23m34m14 + m14^2\omega^2 - m14^2m23^2 - im01^2\omega^3 + m01^2\omega^2m45^2 + im01^2\omega m34^2 + im01^2m23^2\omega - m01^2m23^2m45^2)} \tag{35}$$

- Fréquences  $\omega_1$  et  $\omega_2$  tels que Réponse = 0

$$\omega_1, \omega_2 := \frac{\sqrt{m_{14} m_{23} (-m_{12} m_{34} + m_{23} m_{14})}}{m_{14}}, -\frac{\sqrt{m_{14} m_{23} (-m_{12} m_{34} + m_{23} m_{14})}}{m_{14}} \quad (36)$$

Les 2 zéros créés sont effectivement symétriques.

0	0.983	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0.983	0	0.720	0	0.376	0	0	0	0	0	0
0	0.720	0	-0.822	0	0	0	0	0	0	0
0	0	-0.822	0	0.433	0	0	0	0	0	0
0	0.376	0	0.433	0	0.525	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0.525	0	0.494	0	0.237	0	0
0	0	0	0	0	0.494	0	-0.740	0	0	0
0	0	0	0	0	0	-0.740	0	0.781	0	0
0	0	0	0	0	0.237	0	0.781	0	0.983	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0.983	0	0

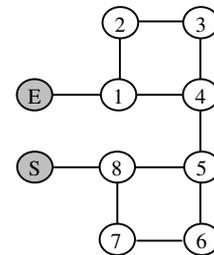


Figure I-20 : Représentation de la réponse par des quadruplets, matrice à gauche, topologie à droite.

## I.D. Optimisation des filtres à l'aide des matrices de couplage

Une fois la topologie des matrices de couplage définie, elles sont transcrites en une architecture physique (cette procédure fait l'objet du chapitre IV et les architectures les plus courantes sont détaillées au chapitre III).

Lorsque la synthèse d'un filtre est effectuée, le filtre obtenu est généralement simulé à l'aide d'un logiciel de simulation électromagnétique afin de vérifier l'exactitude de cette synthèse. Ce type de simulation donne des résultats plus réalistes qu'une simple synthèse, mais les performances correspondent rarement à celles prévues par la synthèse. Sachant qu'une optimisation directe à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique n'est possible que dans de rares cas il peut être utile de mettre en œuvre une méthode d'optimisation.

Dans un premier temps, le principe de l'extraction des matrices de couplage est abordé puis la méthode complète est détaillée avant d'élargir la cadre de cette méthode, naturellement adaptée aux filtres bandes étroites, aux filtres à bande large.

## I.D.1. Extraction de matrices de couplage à partir d'une réponse : Presto

Il est relativement simple, à l'aide des expressions et du schéma équivalent vus au I.B.5, de passer d'une matrice de couplage à sa réponse associée. Il est nettement plus difficile de réaliser le cheminement inverse : passer d'une réponse en paramètres  $S$  à une matrice de couplage nécessite de réaliser une extraction.

Cette extraction consiste principalement en [9] :

- l'approximation de la réponse par un polynôme rationnel complexe.
- la synthèse de la matrice de couplage à partir de ce polynôme.

Cette étape est fondamentale pour la méthode d'optimisation puisqu'elle conditionne la qualité des modèles qu'il est possible d'établir pour un filtre donné.

Presto, logiciel développé par l'INRIA [8], réalise, à partir de la réponse du filtre, l'extraction d'une matrice de couplage normalisée en fréquence.

## I.D.2. Méthode d'optimisation

La méthode utilisée dans le cadre de la thèse a initialement été développée par S. Bila et F. Seyfert [10]. Elle repose sur une mise en adéquation de la réponse en paramètres  $S$  d'une simulation électromagnétique avec une matrice de couplage. En fait, une matrice de couplage est extraite d'une réponse, et cela permet d'associer à un filtre simulé de manière électromagnétique, un circuit équivalent en éléments localisés (I.B.5).

L'optimisation peut être réalisée suivant deux approches différentes :

La première approche se fonde sur l'identification des termes de la matrice de couplage extraite, par rapport aux termes correspondants de la matrice de couplage objectif issue de la synthèse théorique. Les matrices théoriques définissent les couplages souhaités mais ne peuvent tenir compte des couplages parasites inhérents à beaucoup de structures physiques.

La seconde approche se fonde directement sur l'optimisation de la réponse de filtrage ( $S_{21}$  et  $S_{11}$ ) du circuit électrique équivalent au filtre en établissant des relations entre géométrie et chaque terme des matrices extraites, permettant ainsi de traiter tous les couplages

du filtre. Cette approche, plus complexe, nécessite obligatoirement d'automatiser les traitements des matrices et nécessite également de passer par un logiciel de simulation circuit et un schéma équivalent en éléments localisés.

C'est cette seconde version, plus générale, qui a été principalement adoptée pour les optimisations de filtres dans le cadre de la thèse.

Elle peut être divisée en 3 étapes : validation de la structure, analyse en sensibilité et validation de l'optimisation.

### I.D.2.a Validation de la structure

L'étape de validation de la structure, bien qu'a priori facultative, permet de vérifier que la méthode d'optimisation pourra être appliquée correctement. En effet les simulations EM requérant beaucoup de temps, il est préférable de s'assurer que le point de départ est optimal à la poursuite de la méthode.

La procédure d'optimisation commence par une **synthèse standard** de filtre, à partir des spécifications prévues par le cahier des charges. Ce filtre est alors simulé à l'aide d'un logiciel de simulation EM qui donne généralement une réponse plus réaliste que la synthèse. Fréquemment le résultat n'est pas satisfaisant et oblige à procéder à une optimisation pour remettre le filtre dans le gabarit.

A partir de la réponse obtenue une **extraction de la matrice de couplage** est réalisée, un **circuit électrique** est ensuite généré et les courbes de paramètres S de la simulation sont comparées à celles produites par la simulation EM initiale : elles doivent être pratiquement identiques.

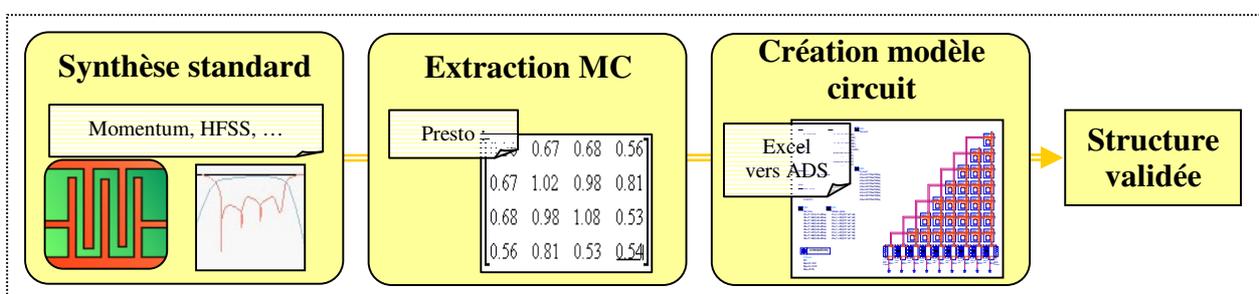


Figure I-21 : Synoptique détaillé pour l'étape de validation de la structure.

### I.D.2.b Analyse en sensibilité – optimisation analytique

L'étape suivante consiste en l'analyse en sensibilité du filtre : des paramètres géométriques indépendants les uns des autres sont déterminés puis sont modifiés un à un. A chaque nouvelle configuration la structure est simulée et sa réponse stockée. Il en résulte un ensemble de simulations : si  $K$  paramètres géométriques ont été déterminés et que des **variations en  $+\Delta k$  et  $-\Delta k$**  ont été effectuées, cela représente un total de  $2.K$  simulations EM (sans compter la simulation initiale). Il est cependant possible de ne réaliser qu'une seule variation pour chaque paramètre mais le modèle qui en sera extrait sera moins précis.

De même que précédemment, la matrice de couplage est extraite pour chaque réponse. Toutes ces matrices sont ensuite rassemblées dans un modèle circuit pour créer un filtre paramétré suivant les variations  $\Delta k$  [11]. Chaque  $m_{ij}$  est exprimé en fonction de l'ensemble des variations géométriques, ce qui permet de gérer les couplages parasites ou inattendus.

Une fois la matrice créée et exportée vers un simulateur circuit, l'environnement de simulation permet de réaliser une **optimisation** rapide, sur les variations géométriques, afin d'obtenir la réponse adéquate. Cette étape aboutit normalement à un jeu de valeurs  $\delta k$  de corrections pour les paramètres géométriques choisis au départ. Si ce n'est pas le cas, l'**ajout de nouveaux paramètres** ( $K$  passe alors à  $K+1$ ) ou le relâchement de certaines contraintes peuvent permettre d'améliorer l'optimisation.

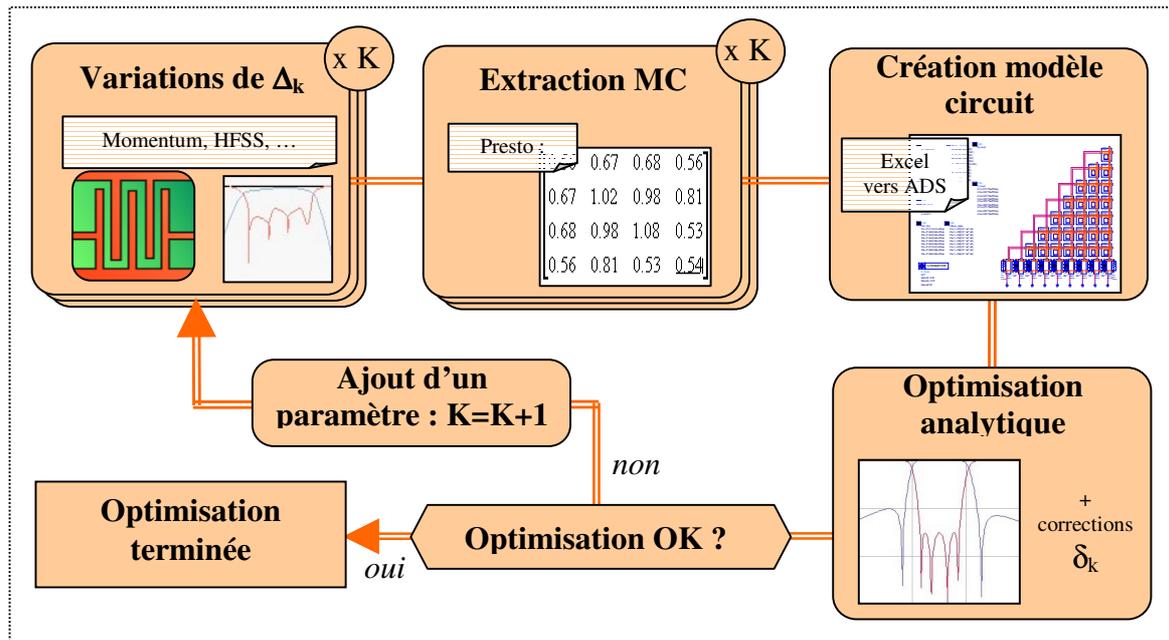


Figure I-22 : Synoptique détaillé pour l'analyse en sensibilité - optimisation analytique.

### I.D.2.c Validation de l'optimisation réalisée

Les variations de géométrie  $\delta_k$  sont appliquées à la structure. Une simulation EM est alors réalisée : le résultat doit être proche de celui prévu par l'optimisation analytique. Si ce n'est pas le cas il est normalement plus proche de l'objectif fixé par le cahier des charges que la structure initiale. Ce design optimisé peut servir pour une nouvelle itération de la méthode (analyse en sensibilité, puis optimisation analytique, etc.).

Enfin, à titre de pré-analyse des dispersions, les précédentes étapes de la méthode permettent de réaliser une analyse en dispersion de celle-ci et peuvent révéler ainsi le comportement du filtre vis-à-vis de certaines modifications de dimensions que pourrait introduire le procédé de fabrication. Si le filtre est trop sensible à la dispersion, une nouvelle synthèse à partir d'une topologie différente peut être immédiatement décidée.

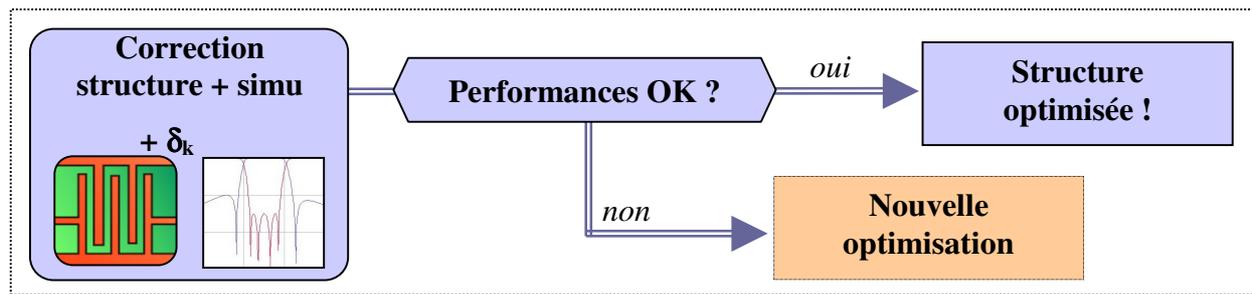


Figure I-23 : Synoptique détaillé pour la validation EM de la structure optimisée.

### I.D.2.d En conclusion

Cette méthode permet d'effectuer un « retour » des simulations EM vers la structure géométrique : l'optimisation de la réponse en analytique permet de corriger une structure avec la précision des simulations électromagnétiques mais sans leur lourdeur.

De plus, cette méthode est très générale : elle est indépendante du type de filtre étudié, de sa technologie et les couplages parasites éventuels sont pris en compte.

Cependant cette méthode requiert un grand nombre de simulations lors de l'analyse en sensibilité.

Enfin, bien qu'aucun logiciel ne soit imposé pour les simulations EM et analytiques, pour les extractions, Presto reste incontournable à ce jour.

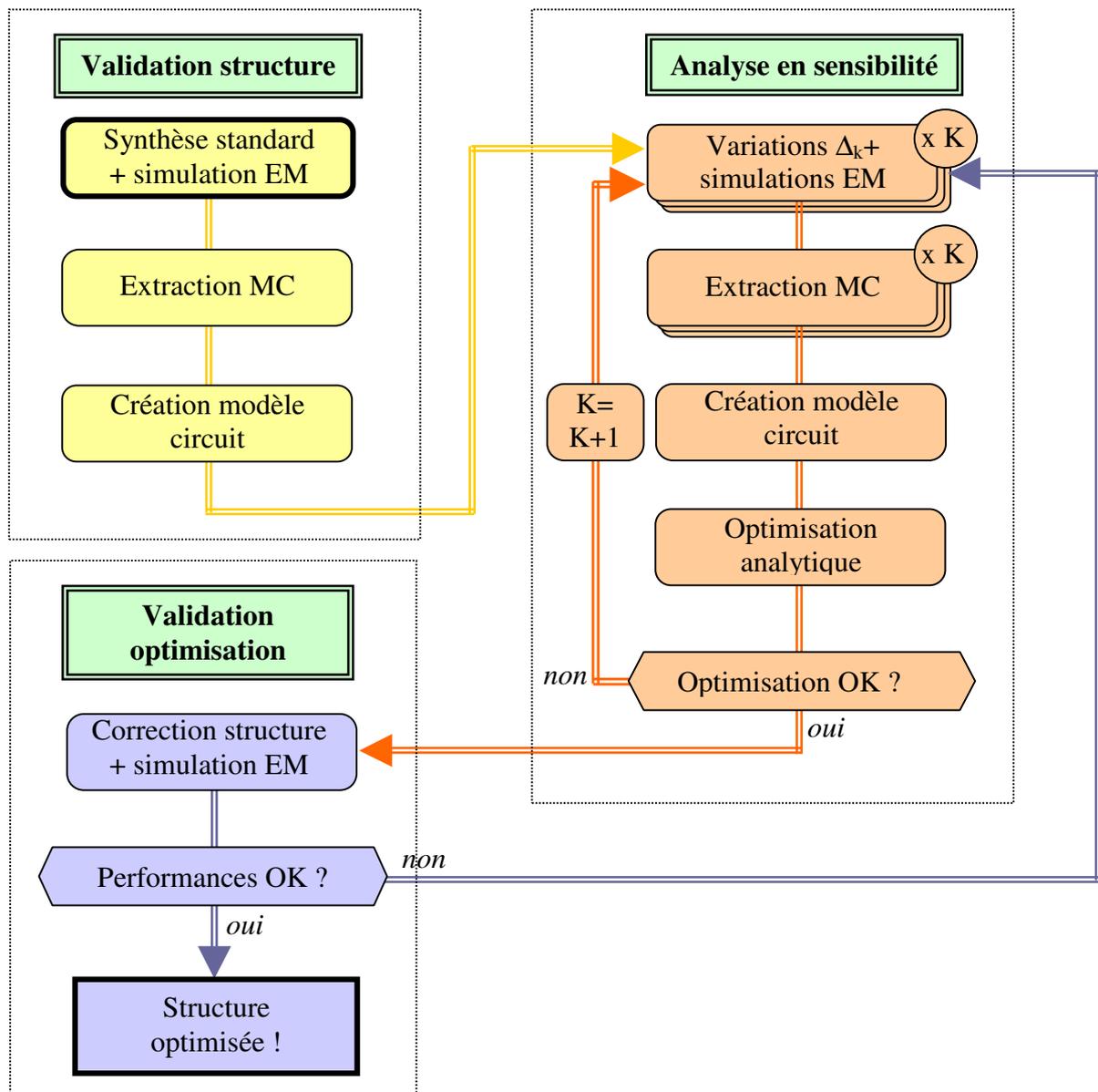


Figure I-24 : Synoptique complet de la méthode d'optimisation.

### I.D.3. Cas des filtres distribués à bande large

La méthode d'optimisation est naturellement et idéalement adaptée aux filtres faibles pertes bande étroite comme les filtres à cavité par exemple. Cependant la problématique est légèrement différente pour les filtres distribués ayant des pertes plus fortes, et à bande large : si l'extraction par Presto n'est pas impactée, l'utilisation du modèle bande étroite associé, utilisé aux fréquences réelles de fonctionnement, impose quelques ajustements :

- $\frac{\omega}{\omega_0} \neq 1$  (cf. [11]) et homothétie fréquentielle.

Contrairement à l'approximation réalisée précédemment il est considéré que  $\frac{\omega}{\omega_0} \neq 1$ .

Cela revient à dire que les valeurs des couplages dépendent de la fréquence. Une homothétie fréquentielle modifiant les valeurs des inductances et des capacités est également opérée, les calculs sont alors effectués sur une bande de fréquence plus étroite afin d'améliorer la corrélation entre la réponse initiale, EM, du filtre et celle obtenue dans le simulateur analytique. Ces modifications ont un impact fort sur le calage fréquentiel du filtre mais également sur le TOS aux bords de la bande, là où il est généralement le plus difficile à optimiser.

- Prise en compte des pertes.

Un autre ajustement pour le schéma analytique par rapport au modèle précédemment introduit est la prise en compte des pertes. En effet, le schéma présenté (I.B.5, Figure I-15) est sans pertes, ce qui ne signifie pas pour autant qu'il n'est pas possible d'en tenir compte : il suffit de transformer les résonateurs LC en résonateurs RLC. Chaque résonateur intègre alors une résistance  $R_i$ . Cependant appliquer les valeurs de pertes correctes n'est pas simple, principalement parce que l'extraction sous Presto fait apparaître des pertes fortement inhomogènes et plutôt localisées aux accès, ce qui n'est pas forcément intégrable au circuit utilisé. De fait il est nécessaire de faire la somme des diverses pertes puis de les répartir, à parts égales, sur tous les résonateurs.

Ces améliorations, a priori mineures, ont, cependant, un effet suffisamment important pour améliorer grandement la corrélation entre réponse EM et réponse analytique :

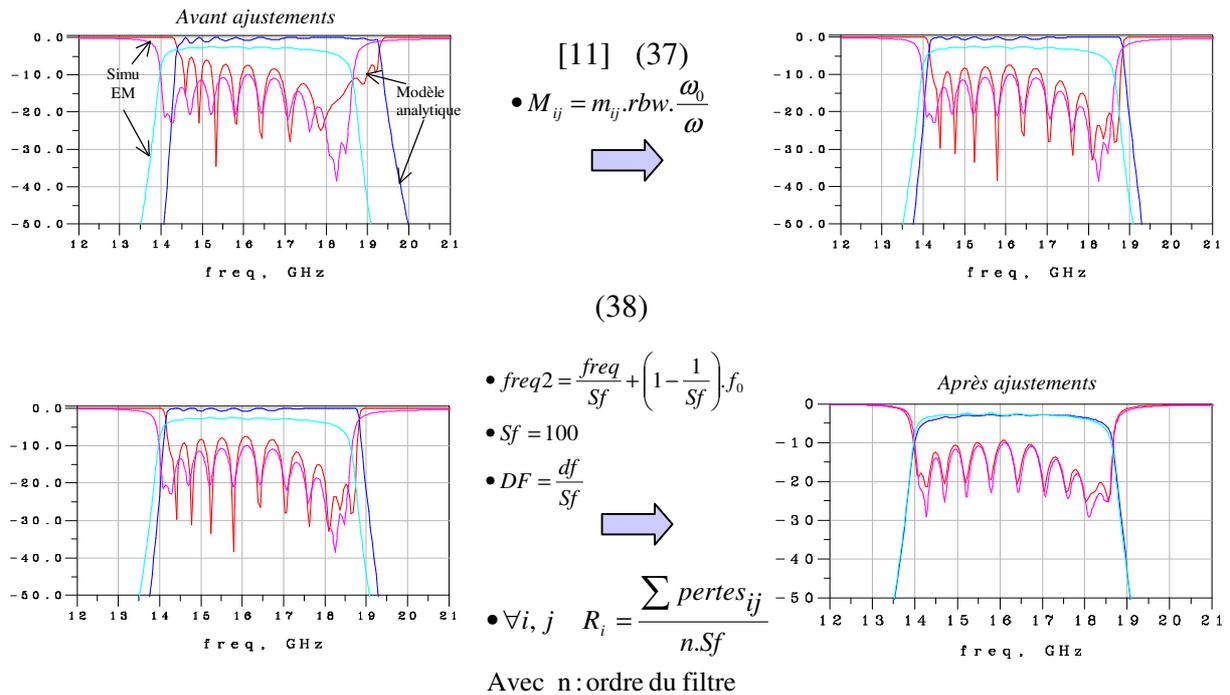


Figure I-25 : Impacts des ajustements apportés au modèle sur un exemple de filtre présentant 22% de bande.

## I.E. Conclusion

Au cours de ce chapitre la notion de matrice de couplages a été introduite à partir des fonctions de filtrage. La manipulation de ces matrices et leur application pour l'optimisation de filtres ont également été développées.

Le chapitre suivant permet de se représenter au mieux ce qu'implique concrètement le filtrage hyperfréquence dans la bande 2-20GHz.

## Références bibliographiques du chapitre I

- [1] **K.S.K. Yeo et M.J. Lancaster**  
*The design of microstrip six-pole quasi elliptic filter with linear phase response using extracted pole technique.*  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol49, n°2, février 2001, pp321-327.
- [2] **K.T. Jokela**  
*Narrow-band stripline or microstrip filters with transmission zeros at real and imaginary frequencies.*  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol28, n°6, juin 1980, pp542-547.
- [3] **A.E. Atia et A.E. Williams**  
*Narrow bandpass waveguide filters.*  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol20, n°4, avril 1972, pp258-265.
- [4] **A.E. Atia**  
*Generalized coupled resonator filters theory & dual mode filters design.*  
IEEE IMS 2004, 11 juin 2004.
- [5] **A.E. Atia, A.E. Williams et R.W. Newcomb**  
*Narrow-band multiple-coupled cavity synthesis*  
IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol21, n°5, septembre 1974, pp649-655.
- [6] **R.J. Cameron, A.R. Harish et C.J. Radcliffe**  
*Synthesis of advanced microwave filters without diagonal cross-couplings.*  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol50, n°12, décembre 2002, pp 2862-2872
- [7] **S. Tamiazzo et G. Macchiarella**  
*An analytical technique for the synthesis of cascaded N-tuplets cross-coupled resonators microwave filters using matrix rotations.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol53, n°5, mai 2005.

[8] **Fabien Seyfert**

*Manuel pour l'utilisateur du logiciel Presto-HF.*

Avril 2003.

[9] **F.Seyfert, L.Baratchart, J.Grimm, V.Lunot, J.P.Marmorat, S.Bila, J.Sombrin et C.Zanchi**

*Design of microwave filters : extracting low pass coupling parameters from measured scattering data.*

International Workshop on Microwave Filters, CNES, Toulouse, France, 2002.

[10] **S.Bila, D.Baillargeat, S.Verdeyme, M.Aubourg, P.Guillon, F.Seyfert, J.Grimm, L.Baratchart, C.Zanchi et J.Sombrin**

*Direct electromagnetic optimization of microwave filters.*

IEEE Microwave Magazine, vol2, n°1, mars 2001, pp46-51.

[11] **A. Périgaud, D. Kaminsky, D. Baillargeat, S.Bila et S. Verdeyme**

*Generalization of an EM optimization method to wide-band filters with unforeseen couplings.*

International Workshop on Microwave Filters, CNES, Toulouse, France, 2006.



---

## II. Etat de l'art des filtres hyperfréquences



## II.A. Introduction

Dans ce chapitre sont listés, de manière non exhaustive, les différentes configurations de filtres passe-bande utilisées dans, ou compatibles à moindre coût, des applications radar ou de guerre électronique dans la bande 2-20GHz.

Ceci supprime donc implicitement un certain nombre de filtres de notre étude comme les filtres en composants localisés inductance-capacité, très utilisés à des fréquences basses, ou les filtres périodiques [12], typiquement utilisés à des fréquences beaucoup plus élevées que la bande d'intérêt.

## II.B. Filtres standards en technologies volumiques

Les filtres volumiques utilisent les propriétés des champs se propageant à l'intérieur de guides ou s'établissant dans des cavités : grâce aux modes de résonances, et à leurs modifications et interactions, des fonctions de filtrages passe-bande sont réalisées.

Les filtres volumiques ont été très largement utilisés dans les premiers radars et, malgré l'encombrement relativement important allant de pair avec ce type de filtres, sont encore utilisés aujourd'hui pour réaliser des fonctions clés. En effet ces filtres partagent également des avantages importants : leurs résonateurs présentant des facteurs de qualité à vide généralement élevé (1000-10000), les filtres en découlant ont de faibles pertes et sont parfaitement adaptés aux bandes étroites.

### II.B.1. Filtres à cavités

Des modes résonants s'installent dans des cavités : les configurations de champ ainsi que les fréquences de ces modes dépendent de la géométrie de la cavité. Chaque mode est associé à un résonateur dans le schéma équivalent bande étroite présenté au chapitre I, Figure

I-15. Cependant une cavité n'est pas équivalente à un résonateur puisqu'une même cavité peut abriter plusieurs modes [13]. Les différents modes sont couplés les uns aux autres par des iris dont les formes et les dimensions déterminent les valeurs et les signes des couplages réalisés.

Ce type de filtre est parfaitement adapté aux fortes puissances mais est aussi sensible à la dispersion de fabrication, si bien que, souvent, des vis de réglages sont utilisées pour ajuster le comportement des champs dans les cavités. Ces vis peuvent également servir à compenser les dérives en température.

## II.B.2. Filtres à résonateurs diélectriques

Les filtres à résonateurs diélectriques se distinguent des précédents par le fait que les cavités sont chargées par des structures de diélectrique : les modes pouvant s'établir dépendent alors de la permittivité et de la forme de la structure ajoutée et non plus seulement de la forme et des dimensions de la cavité. Ces filtres permettent d'obtenir des performances proches de celles des cavités mais avec des encombrements moindres [14].

## II.B.3. Filtres en guides d'onde

Le filtrage dans les guides d'onde profite des propriétés de propagation et d'évanescence des modes dans les guides : des portions de guide, passantes à la fréquence considérée, sont couplées entre elles par des portions de guide sous coupure (où l'onde ne se propage pas à la fréquence considérée) [15].

Les filtres quasi-planaires sont un compromis entre les filtres en guides d'onde et les filtres planaires : si les filtres volumiques offrent de bonnes performances, en terme de pertes par exemple, ils sont en revanche moins facilement intégrables dans les équipements complets intégrant habituellement des éléments actifs ou passifs sur circuits imprimés. Le but de ce type de filtre est d'insérer des circuits planaires à l'intérieur du guide afin de bénéficier des avantages des deux [16].

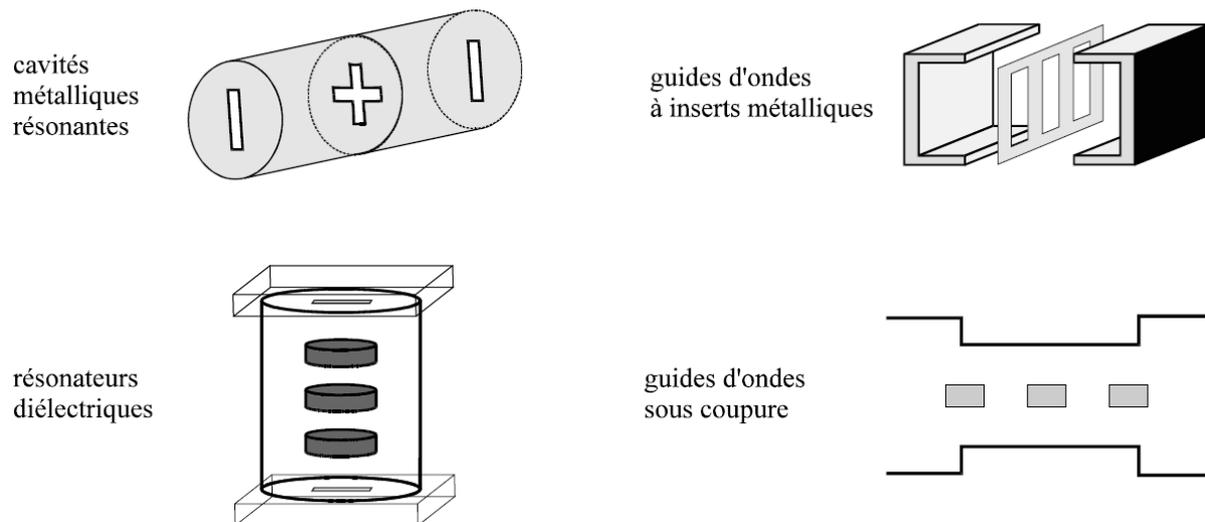


Figure II-1 : Aperçu schématique de quelques résonateurs volumiques [19], p29

## II.C. Filtres planaires et multicouches

Contrairement à leurs équivalents volumiques les résonateurs planaires présentent généralement des facteurs de qualité assez faibles. Or l'amélioration du facteur de qualité va de pair avec une diminution des pertes. Nombre de technologies ou de modifications ont donc été développées afin de limiter cet inconvénient tout en conservant le coût relativement faible et la bonne reproductibilité associés aux filtres planaires. Le choix de matériaux faibles pertes et la réalisation de filtres sur membrane [17], [18] permettent, par exemple, de diminuer les pertes liées aux substrats, l'utilisation de technologies supraconductrices [19] réduisent, quant à elles, les pertes liées aux conducteurs métalliques. On peut également citer les filtres actifs [20], où des transistors réalisent des fonctions de filtrage, le plus souvent avec gain en puissance. Ils forment néanmoins une catégorie à part entière de filtres et leurs performances et problématiques étant très différentes de celles rencontrées en filtrage passif (gain, non linéarités, etc.), ils ne seront donc pas traités ici.

Partant de ce constat, la description des filtres planaires selon leurs configurations est privilégiée : pour une même configuration des performances différentes sont atteintes suivant la technologie utilisée, mais pour une même technologie il est possible d'évaluer les performances et les possibilités des configurations les unes par rapport aux autres.

### II.C.1. Filtres à résonateurs demi-onde ( $\lambda/2$ )

Les filtres en  $\lambda/2$ , comme tous les filtres linéiques, sont des filtres dits distribués car ils utilisent les propriétés des modes associés aux lignes de transmission. Les résonateurs sont constitués de portions de ligne dont les longueurs correspondent à la demi-longueur de l'onde guidée à la fréquence centrale du filtre. Ce type de filtres a généralement une réponse périodique de période  $f_0$  ( $f_0$  étant la fréquence centrale du filtre), bien que de nombreuses études aient été menées pour la suppression de la 1<sup>ère</sup> harmonique voire la 2<sup>ème</sup> [21]-[25].

#### II.C.1.a Filtres à lignes couplées aux extrémités [26],[27]

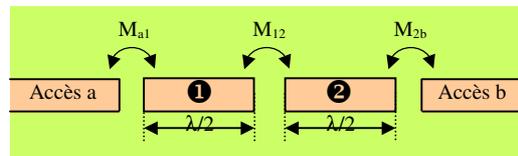


Figure II-2 : Aperçu schématique d'un filtre à lignes couplées aux extrémités.

Les longueurs de lignes en regard pour accomplir les couplages étant faibles, les couplages résultants sont, par conséquent, faibles et limitent ce type de filtre aux bandes étroites. De plus la disposition en ligne des résonateurs en fait un des filtres les moins compacts.

#### II.C.1.b Filtres à lignes couplées sur les côtés [26]

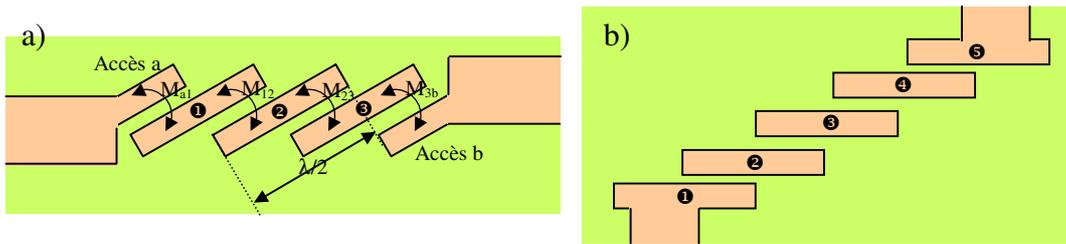


Figure II-3 : Aperçus schématiques de filtres à lignes couplées sur les côtés.  
Accès couplés par proximité( a ) et par tapers ( b )

Ce type de filtre est très utilisé pour réaliser des bandes étroites ou moyennes : les couplages sont réalisés par des coupleurs quart d'onde, couplés sur les côtés, ce qui autorise des couplages plus importants que dans le cas des lignes couplées aux extrémités. Une version à tapers (accès direct au premier résonateur, par le côté) existe également pour ce type de filtre.

### II.C.1.c Filtrés en épingle (hairpin)

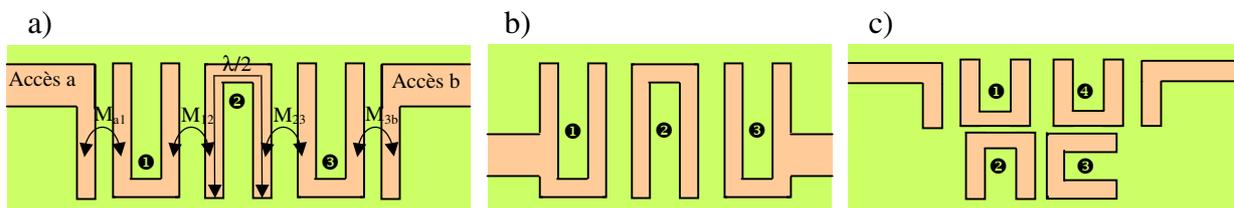


Figure II-4 : Aperçus schématiques de filtres hairpin : a) standard b) accès par taper c) pseudo-elliptique.

Ces filtres sont particulièrement intéressants de par leur aptitude à réaliser des fonctions pseudo elliptiques. En effet, nombre de topologies sont réalisables à l'aide de ces résonateurs, comme les topologies repliées et extracted pole [29] mais aussi box [28], couplage entrée sortie [31], quadruplets [30], triplets [32], etc.

Les filtres hairpin restent, néanmoins, des filtres à bande étroite ou moyenne et sont, à fonction de filtrage identique, légèrement plus gourmands en surface que les filtres à lignes couplées sur les côtés.

## II.C.2. Filtres à résonateurs quart d'onde ( $\lambda/4$ )

Les filtres utilisant des résonateurs quart d'onde ont l'avantage de ne pas résonner naturellement à  $2.f_0$  ce qui est une qualité indéniable lorsqu'il est nécessaire d'obtenir un comportement satisfaisant sur une large bande ou que des filtres à large bande passante sont requis.

Cependant ces filtres présentent également, pour la plupart, un inconvénient majeur : la nécessité de vias. En effet, un résonateur en  $\lambda/4$  requière généralement un mur électrique à l'une de ses extrémités ce qui est habituellement réalisé par un ou des via(s) relié(s) à la masse. Il en résulte dès lors une sensibilité non négligeable au positionnement des vias.

Les résonateurs sont constitués de portions de ligne dont les longueurs correspondent au quart de la longueur de l'onde guidée à la fréquence centrale du filtre.

### II.C.2.a Filtres inter-digités [33], [34]

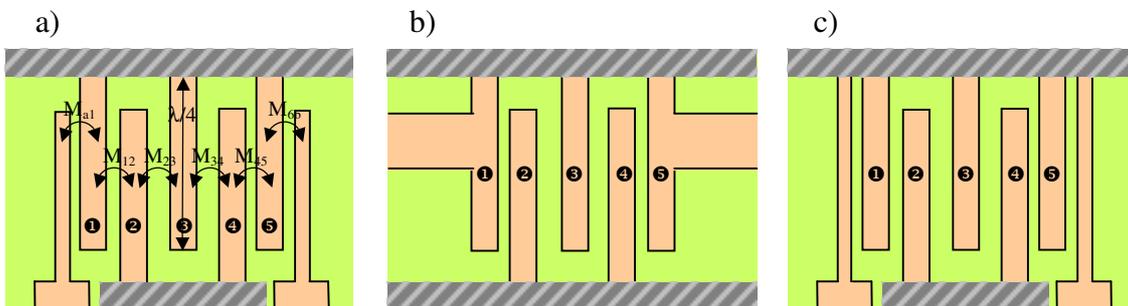


Figure II-5 : Aperçus schématiques de filtres inter-digités. a) filtre standard bande moyenne et large. b) filtre avec accès taperisés. c) variante du filtre standard pour bandes étroites.

Les filtres inter-digités sont parfaitement adaptés aux bandes moyennes et larges du fait des forts couplages réalisables entre ses résonateurs. Cependant ce type de filtre n'exclut pas les réalisations bandes étroites, présentant même une variante bande étroite.

Ces filtres sont parmi les plus compacts, cependant ce sont aussi les filtres les plus sensibles aux dispersions de fabrication, que ce soient la dispersion sur les vias ou la dispersion sur les gaps.

### II.C.2.b Filtres à stubs CC ou en arête de poisson [35]

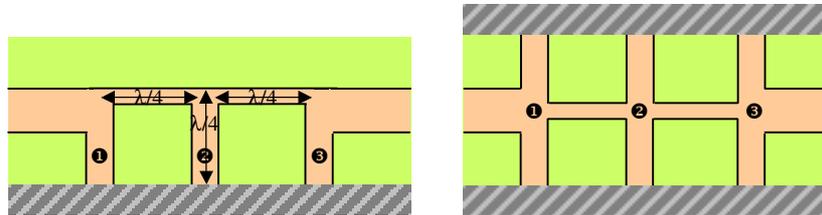


Figure II-6 : Aperçus schématiques de filtres à stubs CC.

Les filtres à stubs court-circuités, ou en arête de poisson, sont très utilisés pour réaliser des bandes larges et très larges (> 50%). Dans le chapitre I l'équivalence inverseur d'impédance / couplage a été établi : ici les lignes ne sont pas couplées par proximité mais reliées par des tronçons  $\lambda/4$  qui jouent le rôle d'inverseurs d'impédance. Le couplage étant régulé par la largeur du tronçon de ligne entre deux résonateurs, les bandes étroites sont généralement irréalisables par ce type de filtre.

Du fait de l'adoption des couplages par connexion directe ces filtres sont moins sensibles aux dispersions de fabrication que les filtres à couplages par proximité en général. Toutefois ce sont aussi les moins compacts des filtres en  $\lambda/4$ .

### II.C.2.c Filtres elliptiques à stubs en circuit ouvert [36]

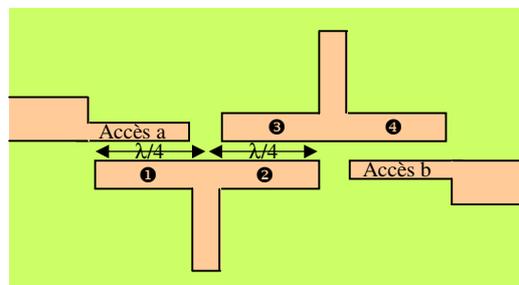


Figure II-7 : Aperçu schématique d'un filtre elliptique en  $\lambda/4$  à stubs CO.

Ces filtres se rapprochent des filtres en  $\lambda/2$  par plusieurs aspects :

- Aucune extrémité n'est reliée à la masse : les deux résonateurs  $\lambda/4$  sont en fait accolés. Cela a pour avantage de supprimer les problèmes liés à la fabrication de vias.
- La première fréquence de résonance, due à la périodicité des éléments de la structure, est à  $2.f_0$ , justement à cause de l'absence de masse à une extrémité des résonateurs.

Cependant le nombre de pôles ramenés correspond effectivement au nombre de sections en  $\lambda/4$  du filtre ce qui le classe donc dans les filtres en  $\lambda/4$ . Les zéros de transmission sont déterminés par les longueurs des stubs, stubs qui réalisent aussi les couplages entre les sections  $\lambda/4$  accolés.

Ces filtres sont plutôt adaptés aux bandes étroites.

### II.C.3. Autres filtres planaires

#### II.C.3.a Filtres comb-lines [37]

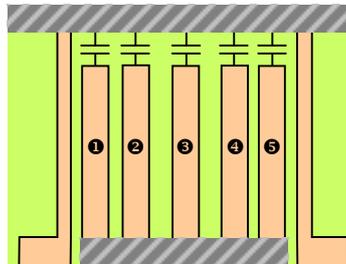


Figure II-8 : Aperçu schématique d'un filtre comb-line.

Les filtres comb-lines sont proches des filtres à résonateurs linéiques : les résonateurs sont en effet constitués d'une portion de ligne et d'une capacité localisée.

Ces filtres sont très compacts car les longueurs de lignes sont nettement inférieures à  $\lambda/4$  de par l'ajout de la capacité de taille bien inférieure à celle de la ligne. De fait, ce type de filtre présente des résonances parasites au delà de  $3.f_0$  (à  $4.f_0$  dans le cas de lignes  $\lambda/8$  avec les capacités adéquates).

Cependant l'ajout d'éléments localisés rend les comb-lines assez peu pratiques pour les technologies à plusieurs couches (stripline par exemple). De plus les bandes larges ne sont généralement pas réalisables.

### II.C.3.b Filtres DBR [38], [39]

Dans les filtres DBR (Dual Behavior Resonator) chaque résonateur présente un comportement dual, à la fois stop-bande et passe-bande, d'où son nom : un résonateur élémentaire équivaut en fait à un pôle et 2 zéros.

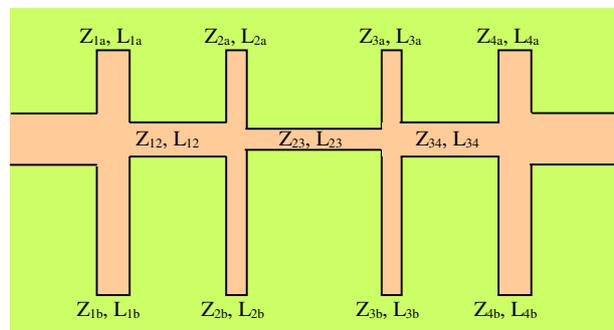


Figure II-9 : Aperçu schématique d'un filtre DBR.

Ce type de filtre permet, par le jeu des combinaisons des pôles et des zéros, de créer des réponses où l'on maîtrise précisément la position des zéros et donc des filtres très sélectifs. Pour cela, toutes les dimensions de lignes et leur impédance associée sont des variables d'ajustement ce qui offre beaucoup de degrés de liberté mais complexifie également la conception.

Néanmoins ces filtres sont plutôt restreints aux bandes étroites du fait des différences d'impédances nécessaires. Ils sont également assez peu compacts et, contrairement aux filtres précédents, laissent passer le continu.

### II.C.3.c Filtres à résonateurs bimodes [40], [41]

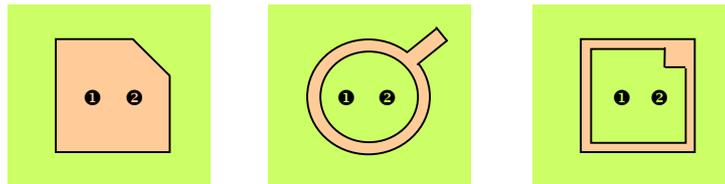


Figure II-10 : Aperçus de résonateurs plans bi-modes.

Chaque structure présente 2 modes de résonance, modes excités et couplés par une discontinuité. Les filtres obtenus présentent des résonances parasites tous les  $f_0$  comme les filtres à  $\lambda/2$  mais leur encombrement est bien supérieur. Ces filtres sont donc plutôt utilisés à des fréquences au delà de 20GHz, mais leur principe de fonctionnement n'empêche en rien des réalisations à plus faibles fréquences [40].

### II.C.3.d BAW / SAW [42]

Bien que très utilisés dans des applications grand public telles que les montres, les téléphones portables ou les systèmes de réception herzien, les filtres BAW (Bulk Acoustic Wave) et SAW (Surface Acoustic Wave) sont actuellement limités aux fréquences inférieures à 10GHz, soit « seulement » la moitié de la bande d'intérêt. De plus les bandes réalisables sont plutôt étroites. Cela ne signifie pas pour autant qu'ils ne présentent aucun intérêt pour les applications radar, ne serait-ce que pour réaliser des filtres aux fréquences proches des fréquences de traitement.

Pour les filtres BAW et SAW les phénomènes donnant lieu au filtrage sont différents de ceux régissant les filtres planaires : il ne s'agit plus d'une onde électromagnétique se propageant dans une structure (résonateur ou filtre) mais d'une onde acoustique, se propageant en surface (SAW) ou dans un volume de substrat (BAW). Il en résulte des vitesses de propagation beaucoup plus faibles et par conséquent des résonateurs aux dimensions plus réduites. Ces filtres nécessitent des technologies et des substrats particuliers, piezo-électriques, comme le quartz, le saphir, ou le nitrure d'aluminium plus répandu aujourd'hui, mais sont néanmoins facilement intégrables en tant que composants CMS : des transducteurs aux accès assurent les transformations des ondes électromagnétiques en ondes acoustiques et vice versa.

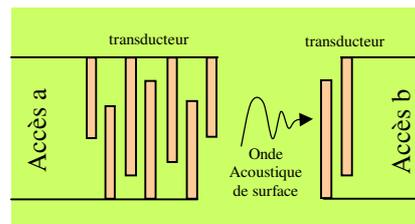


Figure II-11 : Aperçu schématique d'un filtre SAW.

## II.C.4. Filtres multicouches

Sont ici désignés par le terme de filtres multicouches, les filtres faisant intervenir des couplages entre plusieurs niveaux ou dont les résonateurs occupent plusieurs niveaux.

La plupart des configurations multicouches sont des améliorations ou des évolutions de configurations purement planaires. Leur transposition en multicouche dégage généralement de nouvelles opportunités :

- Résonateurs plus compacts : la « verticalisation » des résonateurs permet de diminuer, par exemple, la surface occupée par un résonateur comme dans l'exemple de « hairpin vertical » donné en référence [43]. A citer également le cas de filtre inter-digité ou la longueur du barreau peut être divisée par 2 par ajout d'un effet capacitif [44],[45].
- Extension de la gamme de couplage réalisable : des couplages non possibles auparavant deviennent réalisables et permettent d'étendre le domaine d'intérêt de tels filtres [46]. Un gain de place est d'ailleurs également réalisé.
- Création de fonctions elliptiques : très tôt, des filtres inter-digités faisant intervenir des couplages non adjacents ont été proposés [47] : les couplages positifs ainsi créés permettent d'améliorer le temps de groupe.

## II.D. Technologies multicouches disponibles

Cette partie aborde rapidement les technologies multicouches susceptibles d'être utilisées par la suite pour la réalisation des filtres. En effet, même si la technologie LTCC a été retenue pour la fabrication des maquettes (cf. chapitre VI), les structures développées ne doivent en aucun cas être spécifiques à cette technologie. Un aperçu des technologies disponibles lors du travail de thèse et de leurs différences permet donc de mieux cerner les contraintes que devront satisfaire les futures structures.

### II.D.1. Technologies sur substrat organique

Ces technologies sont très utilisées sur les matériels radars et en guerre électronique, car elles permettent l'utilisation de substrats bas-coûts comme les substrats organiques.

#### II.D.1.a Technologie Séquentielle

En technologie séquentielle les différentes couches sont réalisées dans un ordre bien défini, spécifié lors de la conception même de la structure : les différentes séquences envisagées fixent les couches pouvant être interconnectées, le diamètre minimum des vias (plus le substrat à percer est épais plus le diamètre minimum des vias est important), etc.

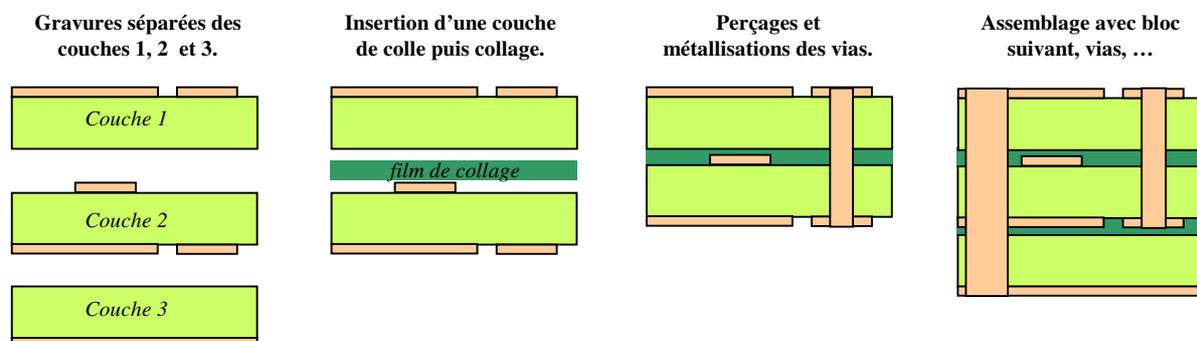


Figure II-12 : Etapes pour la création d'une structure en technologie séquentielle.

Les couches nécessitant des interconnexions directes sont d'abord « gravées » par procédé lithographique :

- dépôt d'une métallisation uniforme.
- dépôt de résine (laminage).
- application d'un masque.
- insolation et fragilisation des zones apparentes de la résine aux UV.
- suppression de la résine fragilisée.
- attaque chimique (gravure) du métal non protégé par la résine.
- suppression de la résine restante, nettoyage.

Les couches sont ensuite assemblées, i.e. « collées » ensemble, puis percées avant d'être re-métallisées et re-gravées. Les multicouches ainsi obtenus sont eux-mêmes assemblés et percés.

De fait il n'est pas possible de réaliser toutes les interconnexions entre couches et en particulier des connexions en quinconce. De plus le procédé séquentiel est long et coûteux car il nécessite des étapes intermédiaires et plusieurs étapes de gravures.

A l'origine la seule façon de relier deux pistes sur des niveaux différents par un via était de percer un trou sur la totalité de l'assemblage (trou débouchant) une fois l'opération de gravure effectuée. Les trous étaient ensuite métallisés pour assurer la continuité électrique. En outre le diamètre des vias augmentant avec l'épaisseur de substrat à percer, la création de certaines fonctions (transition ou filtres par exemple) peut s'en trouver compliquée.

L'utilisation du laser ou des micro-vias « photo définis » a permis, depuis, de développer le « Séquentiel Build-up Process » (SBU). Des trous intermédiaires ou aveugles peuvent ainsi être obtenus mais leur empilement coaxial est à éviter.

### II.D.1.b Technologie Smart Via

Un nouveau procédé de réalisation de circuit imprimé multicouche, Smart Via, a donc été mis en place. L'idée directrice est de percer, puis de métalliser et de graver séparément toutes les couches, sur les deux faces. Le circuit multicouche est finalement réalisé en assemblant toutes les couches en une seule opération. Chaque couche reçoit, au préalable, une finition particulière (étain, or ou argent) telle que le contact électrique entre couches puisse

être réalisé par diffusion intermétallique à l'état solide lors du pressage. Ce procédé permet ainsi de réaliser n'importe quel type de trou métallisé (aveugle, enterré, empilé...) dans le multicouche ce qui n'est pas le cas en technologie séquentielle :

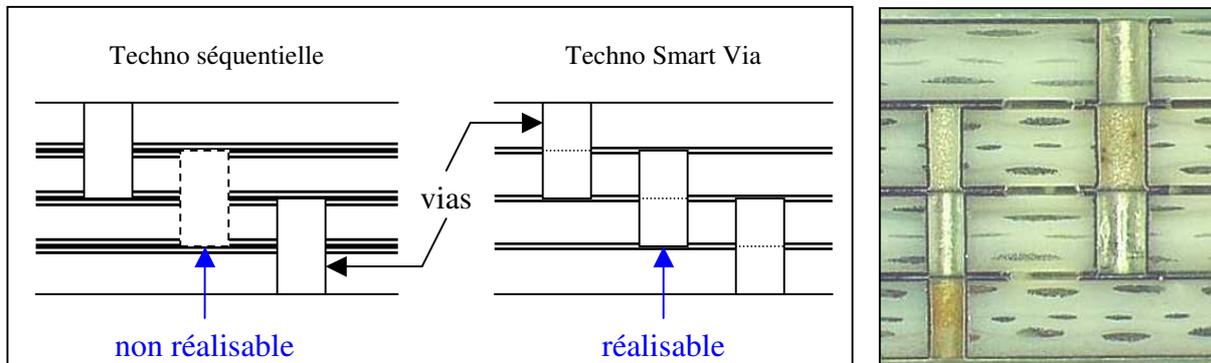


Figure II-13 : a) Exemple de via en quinconce non réalisable en technologie séquentielle mais possible en Smart Via. b) Photo de trous empilés réalisés avec la technologie Smart Via.

En technologie classique, séquentielle, le maintien des couches entre elles est réalisé à l'aide de feuilles de diélectriques pré-imprégnées qui servent littéralement de feuilles de collage. Pour Smart Via le « collage » de deux couches est réalisé en les pressant aux températures adéquates, les métaux se diffusent alors les uns dans les autres créant une soudure. Aucun diélectrique pré-imprégné, n'est donc indispensable. Cependant, les vias nécessitent de déboucher sur des pastilles métallisées afin que les connexions entre couches en vis à vis puissent s'effectuer.

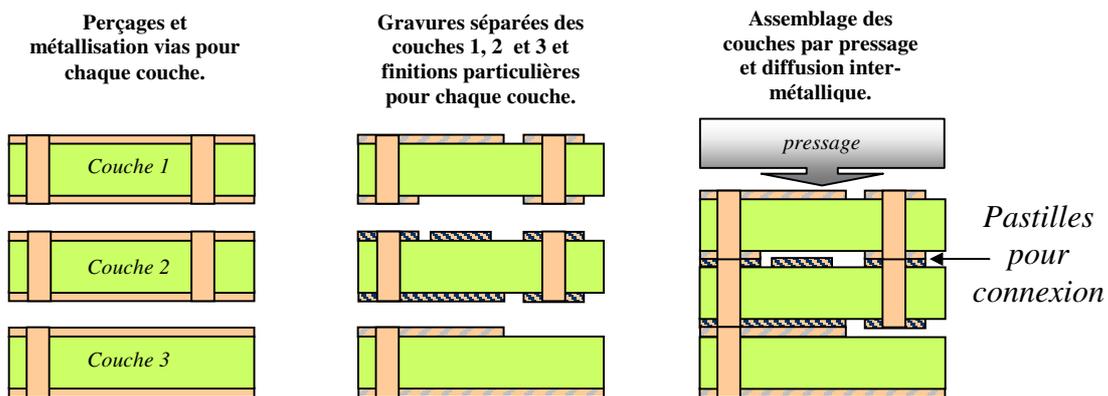


Figure II-14 : Etapes pour la fabrication d'une structure en technologie Smart Via.

Pour la métallisation le procédé TAC est également réalisable : une couche fine d'un métal (3µm) est déposée sur un substrat nu, puis est gravée comme précédemment indiqué. Par procédé électrolytique, une autre métallisation, plus épaisse, vient croître sur cette trame.

Les effets de sur et sous gravure liés à l'épaisseur du conducteur gravé sont ainsi diminués : ils dépendent ici de l'épaisseur initiale (3 $\mu$ m) et non de l'épaisseur finale.

## II.D.2. Technologie LTCC

Pour Smart Via, c'est la diffusion des métaux qui assure la cohésion de la structure. Dans la technologie LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic ou céramique cuite à basse température) les différentes couches de diélectrique se rétractent lors de la cuisson et fusionnent pour former un bloc monolithique.

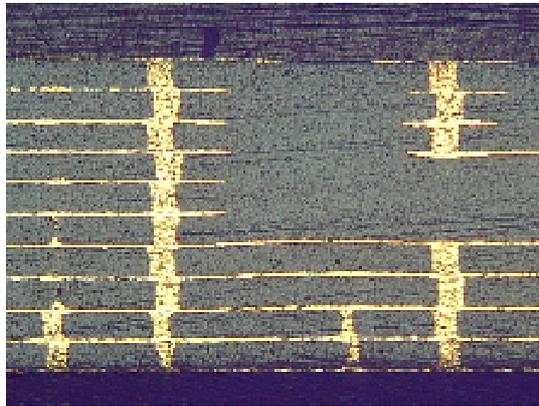


Figure II-15 : Coupe d'une réalisation en LTCC où l'on distingue les différentes couches métalliques alors que le substrat est unifié.

A l'instar du procédé Smart via, chaque couche est d'abord créée avant de procéder à l'assemblage de l'ensemble : les vias sont percés et métallisés, puis les conducteurs métalliques sont « imprimés » à la surface du substrat. Du fait de la basse température d'assemblage (900°C) des métallisations comme l'or ou l'argent peuvent être utilisées.

Les couches sont ensuite superposées et « cuites » ensemble afin de ne former plus qu'un seul bloc, c'est le frittage. Pendant cette étape la structure LTCC se réduit suivant les 3 axes (x,y,z) pour atteindre sa taille finale.

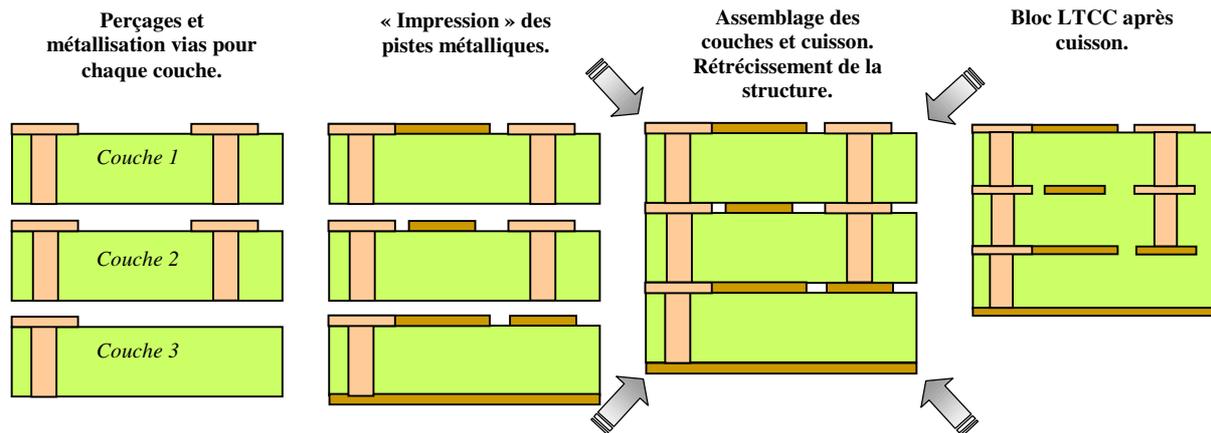


Figure II-16 : Etapes pour la fabrication d'une structure en technologie LTCC.

Les matériaux utilisés dans les filières LTCC présentent généralement des épaisseurs plus faibles (100 ou 200 $\mu\text{m}$ ) que celles disponibles pour les matériaux utilisés dans les procédés séquentiel ou Smart Via (100 à 800 $\mu\text{m}$ ). En revanche, le nombre de couches réalisable sans surcoût, ou problèmes notables avec ces technologies, est à peu près identique et est de l'ordre de la dizaine de couches. A noter néanmoins qu'il n'existe pas de risque de délamination (décollement du métal du substrat) avec le procédé LTCC, contrairement au procédé Smart Via.

## II.E. Conclusions - Axes d'étude

Ce chapitre, ainsi que le précédent, ont mis en lumière deux philosophies complémentaires pour gagner en compacité :

- Utiliser des filtres réalisant des fonctions pseudo-elliptiques pour gagner sur le nombre de résonateurs nécessaires à la satisfaction d'un gabarit (cf. Chapitre I, I.B.2.c), et donc indirectement en taille.
- Synthétiser des fonctions Chebychev/Butterworth mais en utilisant des résonateurs aux dimensions les plus faibles possibles et avec un agencement optimisé comme par exemple avec les filtres inter-digités.

Ce sont d'ailleurs ces derniers qui seront pris comme point de départ pour l'exploration de ces deux voies au cours du chapitre III pour plusieurs raisons :

- Ils présentent naturellement une compacité exemplaire.
- Ils conviennent aussi bien aux bandes larges qu'étroites.
- Ils sont pleinement compatibles des processus multicouches.
- Ils ne présentent pas de résonance à  $2f_0$ .
- Ils présentent un potentiel encore peu exploité jusqu'à présent concernant leur agencement en 3D.

---

## Références bibliographiques du chapitre II

[12] **P. Ferrand**

*Solutions de filtrage millimétrique et submillimétrique à structures périodiques en techno innovantes.*

Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2005.

[13] **N. Boutheiller, P. Jarry, E. Kerherve, J.-M. Pham et S. Vigneron.**

*A two zero fourth order microwave waveguide filter using a simple rectangular quadruple-mode cavity.*

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol3, 2002, pp1777-1780.

[14] **N. Delhote**

*Composants céramiques 3D par procédé de stéréolithographie, Solutions de filtrage hyperfréquence innovantes.*

Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2007.

[15] **V. Pommier**

*Etude de filtres microondes à mode de galerie des résonateurs diélectriques.*

Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2000.

[16] **R. Vahldieck et W.J.R. Hofer**

*Finline and metal insert filters with improved passband separation and increased stopband attenuation.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol33, n°, décembre 1985, pp1333-1339.

[17] **P. Blondy, A.R. Brown, D. Cros et G.M. Rebeiz**

*Low loss micromachined filters for millimeter-wave communication systems.*

IEEE MTT-S International, vol.3, Juin 1998, pp.1181-1184.

[18] **M. Chatras, P. Blondy, D. Cros, O. Vendier, J.L. Cazaux**

*A surface mountable membrane supported filter.*

IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol.13, n°14, décembre 2003.

**[19] JF. Seaux**

*Conception optimisation et test de dispositifs intégrant des matériaux en couche mince supraconducteurs ou ferroélectriques pour des applications de filtrage dans le domaine spatial.*

Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2005.

**[20] L. Darcel**

*Synthèse et réalisation de filtres actifs micro-ondes intégrés en technologie MMIC – intégration de la méthode dans un outil de CAO.*

Thèse de doctorat de l'université de paris VI.

**[21] M. Del Castillo Velázquez-Ahumada, J. Martel et F. Medina**

*Parallel coupled microstrip filters with ground-plane aperture for spurious band suppression and enhanced coupling.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol52, n°3, mars 2004.

**[22] M. Del Castillo Velázquez-Ahumada, J. Martel et F. Medina**

*Parallel coupled microstrip filters with floating ground-plane conductor for spurious-band suppression.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol53, n°5, mai 2005.

**[23] C-F Chen, T-Y. Huang et R-B. Wu**

*Design of microstrip bandpass filters with multiorder spurious-mode suppression.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol53, n°12, décembre 2005.

**[24] P. Cheong, S.-W. Fok et K.-W. Tam**

*Miniaturized parallel coupled-line bandpass filter with spurious-response suppression.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol53, n°5, mai 2005.

**[25] S. Sun et L. Zhu**

*Periodically nonuniform coupled microstrip-line filters with harmonic suppression using transmission zero reallocation.*

---

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol53, n°5, mai 2005.

[26] **S.B. Cohn**

*Parallel coupled transmission-line-resonator filters.*

IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, avril 1958, pp223-231.

[27] **J.K. Richardson**

*Gap spacing for end-coupled and side-coupled strip-line filters (correspondence).*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol15, n°6, juin1967, pp380-382.

[28] **S.L. Romano, A.L. Lampérez, M.S. Palma et T.K. Sarkar**

*Synthesis of a quasi-elliptic microstrip filter through model-based optimization.*

7th international workshop of finite elements for microwave engineering antenna circuits and devices.

[29] **K.S.K. Yeo, M.J. Lancaster et J.-S. Hong**

*The design of microstrip six-pole quasi-elliptic filter with linear phase response using extracted pole technique.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol49, n°2, fevrier 2001.

[30] **J.-S. Hong et M.J. Lancaster**

*Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol48, n°7, juillet 2000.

[31] **C.-K. Liao et C.-Y. Chang**

*Design of microstrip quadruplet filters with source load coupling.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol53, n°7, juillet 2005.

[32] **M. Bernier**

International workshop on microwave filters, France, Toulouse, 2004.

**[33] G.L. Matthaei**

*Interdigital band-pass filters.*

IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, novembre 1962, pp479-491.

**[34] R.J. WENZEL**

*Exact theory of interdigital related coupled band-pass structures.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol13, n°5, septembre 1965.

**[35] G.L. Matthaei**

*Microwave filters, impedance matching networks, and coupling structures*

McGraw-Hill book company, 1964.

**[36] J.-R. Lee, J.-H. Cho et S.-W. Yun**

*New compact bandpass filter using microstrip  $\lambda/4$  resonators with open stub inverter.*

IEEE microwave and guided wave letters, vol10, n°12, décembre 2000.

**[37] R.J. Wenzel**

*Synthesis of combline and capacitively loaded interdigital bandpass filters of arbitrary bandwidth.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol19, n°8, août 1971

**[38] C. Quendo, Eric Rius et C. Person**

*Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol51, n°3, mars 2003, pp734-743.

**[39] G. Prigent, E. Rius, F. Le Pennec, S. Le Maguer, C. Quendo, G. Six et H. Happy**

*Design of narrow-band dbr planar filters in si-bcb technology for millimeter-wave applications.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol52, n°3, mars 2004, pp1045-1051.

**[40] J.A. Curtis et S.J. Fiedziuszko**

*Miniature dual mode microstrip filters.*

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol2, 1991, pp443-446.

**[41] L. Roselli, L. Lucchini et P. Mezzanotte**

*Novel compact narrow-band microstrip dual mode resonator filters for 3g telecommunication systems.*

32<sup>nd</sup> European Microwave Conference, 2002.

**[42] R. Weigel, D.P. Morgan, J.M. Owens, A. Ballato, K.M. Lakin, K. Hashimoto et C.C.W. Ruppel.**

*Microwave acoustic materials, devices, and applications.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol50, n°3, mars 2002, pp738-749.

**[43] L. Rigaudeau, P. Ferrand, D. Baillargeat, S. Bila, S. Verdeyme, M. Lahti et T. Jaakola**

*LTCC 3-D resonators applied to the design of very compact filters for q-band applications.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol54, n°6, juin 2006, pp2620-2627.

**[44] Y. Zhang, K. A. Zaki, A. J. Piloto et J. Tallo**

*Miniature broadband bandpass filters using double-layer coupled stripline resonators.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol54°8, août 2006.

**[45] Y. Zhang et K. A. Zaki**

*Compact coupled strip-line broad-band bandpass filters.*

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2006, pp1189-1192.

**[46] Choonsik Cho et K. C. Gupta**

*A Methodology for design of multilayer microwave circuits.*

International Journal of RF and Microwave computer aided engineering, novembre 1998.

[47] **J.D. Rhodes**

*The generalized interdigital linear phase filter.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol18, n°6, juin 1970.



---

# III. Propositions et étude de structures de filtrage simples



### III.A. Introduction - Axes d'étude pour améliorer la compacité des banques de filtres.

L'objet est ici de réduire l'encombrement des banques de filtres en utilisant les potentialités des technologies multicouches, pour cela plusieurs possibilités sont offertes :

- Construire des filtres en 3D comme cela a été réalisé pour des filtres en  $\lambda/2$  dans [48].



Figure III-1 : Réduction des dimensions des filtres unitaires par la création de filtres 3D.

- Synthétiser des filtres réalisant des fonctions pseudo-elliptiques afin de diminuer le nombre de résonateurs nécessaires à la satisfaction d'un gabarit.

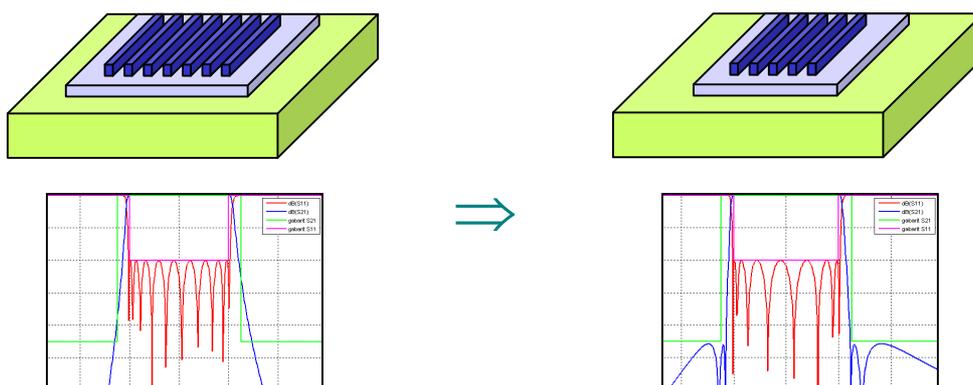


Figure III-2 : Réduction des dimensions des filtres unitaires en créant des filtres 3D elliptiques.

A noter que l'emploi du multicouche permet aussi de compacter un groupe de filtres en les superposant :

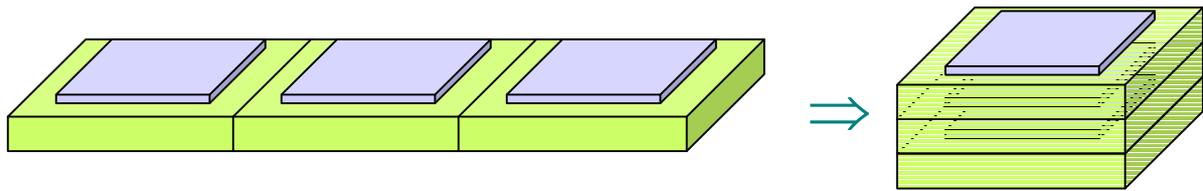


Figure III-3 : Réduction de la taille d'une banque de filtres par superposition des filtres.

Cette dernière possibilité concerne tous les filtres strip-line et elle est compatible avec les deux approches précédentes. Néanmoins un compromis entre nombre de couches et faisabilité technologique doit alors être étudié.

En matière de filtres planaires les filtres les plus compacts sont les filtres inter-digités. De plus ces filtres permettent de réaliser tout type de bandes et n'ont leur première harmonique qu'à  $3.f_0$ . C'est pourquoi les structures proposées et détaillées ci-après se fondent sur les inter-digités et les couplages par proximité associés. Les paragraphes suivants traitent donc des divers couplages réalisables entre résonateurs  $\lambda/4$  avant de présenter plusieurs types de filtres, issus des approches présentées ci-dessus.

## III.B. Résonateurs en $\lambda/4$ et couplages

### III.B.1. Détermination de la valeur et du signe d'un couplage

#### III.B.1.a Valeur

La notion de couplage dénormalisé (i.e. dépendant de la fréquence) a été abordée au chapitre I, I.B.4. C'est ce couplage qui est accessible par l'intermédiaire d'une simulation électromagnétique.

Afin de déterminer le couplage s'établissant entre deux éléments d'une structure il est nécessaire d'étudier leur comportement en oscillations libres. Concrètement les accès sont faiblement couplés afin d'obtenir une réponse en paramètres S proche de celle qu'aurait la

structure en oscillations libres. Deux modes propres s'établissent alors dans la structure : le mode pair, qui peut être vu comme le mode résultant d'une excitation en phase des 2 lignes et le mode impair pour lequel les excitations seraient en opposition de phase. Tout autre mode est alors une combinaison de ces deux modes.

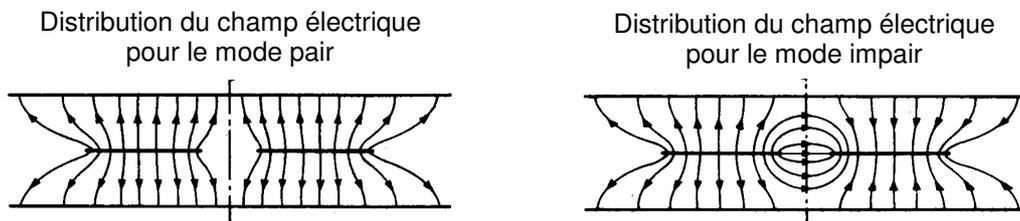


Figure III-4 : Lignes de champ des deux modes s'établissant entre 2 lignes couplées dans un strip-line.

La contribution au champ électrique réel de chacun de ces modes varie en fonction de la fréquence. Ces modes permettent de définir de manière pratique le couplage créé, M, qui peut être ainsi défini [49] :

$$M = \frac{f_{cc}^2 - f_{co}^2}{f_{cc}^2 + f_{co}^2} \tag{39}$$

Où :

- $f_{cc}$  est la fréquence de résonance du mode pair.
- $f_{co}$  est la fréquence de résonance du mode impair.

A ces fréquences, la transmission entre les accès faiblement couplés est maximum. Il apparaît donc deux pics de transmission :

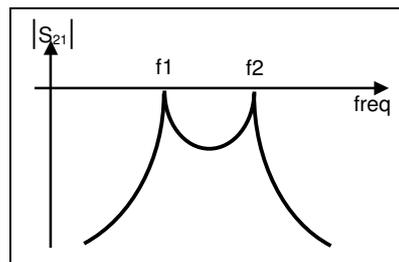


Figure III-5 : Réponse en paramètres S d'une structure faisant intervenir deux éléments couplés.

L'ordre des modes n'étant pas déterminé, seule la valeur absolue du couplage M est accessible par la formule :

$$|M| = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \tag{40}$$

### III.B.1.b Signe

Pour réaliser des fonctions de filtrage elliptiques il est non seulement nécessaire de créer des couplages de valeur donnée entre résonateurs non adjacents mais il est également nécessaire de contrôler le signe du couplage créé. En effet, les couplages peuvent être « positifs » ou « négatifs » suivant que le couplage est de type magnétique ou électrique. Les fréquences  $f_1$  et  $f_2$  sont apparentées aux modes pairs et impairs des éléments couplés. Par convention, si le mode s'établissant à  $f_1$ , correspond au mode impair, alors le couplage sera positif.

### III.B.1.c Vérification

L'étude des champs et de la réponse en paramètres S d'une structure composée de deux éléments couplés permet normalement, à elle seule, de connaître la valeur et le signe du couplage réalisé. Cependant ces déterminations reposant sur des simulations électromagnétiques, et donc sur l'acuité du simulateur utilisé, une procédure de vérification annexe peut s'avérer utile.

Dans le chapitre I, I.C.2.c, concernant les triplets, la pulsation normalisée  $\omega_1$  (en considérant un filtre de fréquence centrale 0 et de bande  $[-1 ; +1]$ ), pour laquelle le zéro de transmission apparaît, est définie ainsi :

$$\omega_1 = \frac{-m_{12} \cdot m_{23} + m_{13} \cdot m_{22}}{m_{13}} \quad (41)$$

Si  $m_{22}$  est négligeable le signe du zéro, créé par le couplage  $m_{13}$ , est alors directement lié aux signes des couplages entre résonateurs. Cette simple relation permet de construire des structures simples permettant :

- De vérifier si le couplage étudié se comporte comme un simple couplage ou si des couplages parasites peuvent également se créer (traduit par la présence de zéros supplémentaires dans la transmission)
- De vérifier si le signe du couplage est bien celui attendu.

Pour les structures étudiées, en règle générale,  $m_{12}$  et  $m_{23}$  sont positifs. Donc si le zéro est positif (i.e. à droite de la bande du triplet)  $m_{13}$  est négatif. Inversement, si le zéro est négatif,  $m_{13}$  est positif.

Ce qui peut se résumer par le schéma Figure III-6 :

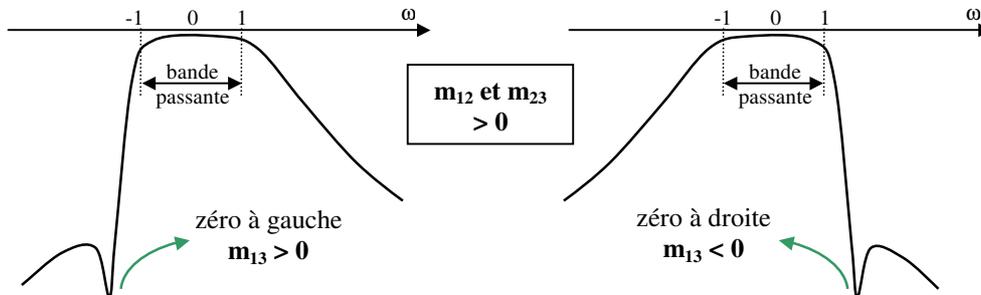


Figure III-6 : Dédution du signe du couplage entre le premier et le troisième résonateur en fonction de la réponse du triplet.

### III.B.1.d Cas particulier des couplages aux accès.

Pour les accès, la méthode de détermination du couplage est différente. Il n’y a plus de « transmission » dans ce cas : l’onde est envoyée sur la structure servant d’accès et c’est la phase de la réflexion qui permet de déterminer le couplage à l’accès.

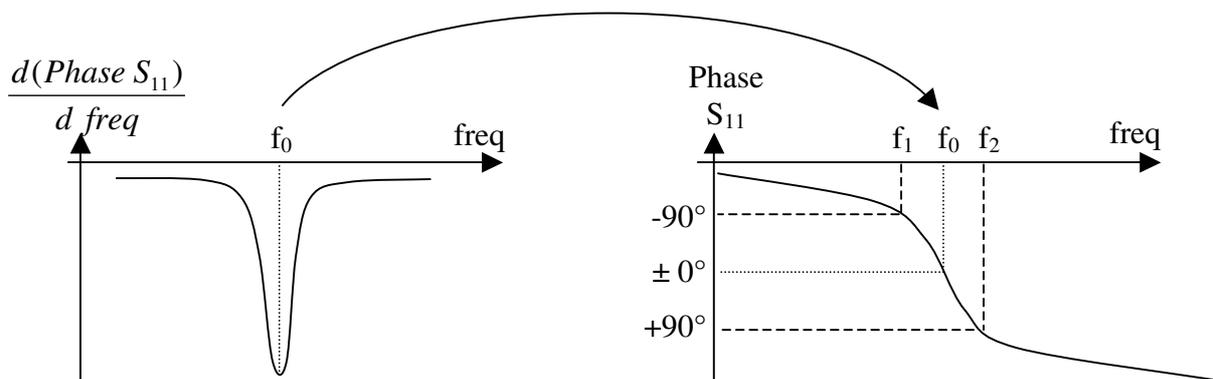


Figure III-7 : Détermination du couplage aux accès : définition de  $f_0$ ,  $f_1$  et  $f_2$ .

La fréquence de résonance de la structure à l’accès,  $f_0$ , est déterminée comme étant le point d’inflexion de la phase de l’onde réfléchi : la dérivée de la phase permet donc de déterminer  $f_0$ . Il faut ensuite déterminer  $f_1$  et  $f_2$  qui sont les fréquences pour lesquelles un déphasage de  $\pm 90^\circ$  est obtenu par rapport à la phase à  $f_0$ .

Le couplage  $M_{a1}$  est alors donné par :

$$M_{a1} = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (42)$$

$M_{a1}$  est ici le couplage dénormalisé entre l'accès a et le résonateur 1.

### III.B.2. Couplage direct de résonateurs linéiques en $\lambda/4$

Si le signe du couplage dépend des champs qui s'installent dans la structure, cela ne signifie pas obligatoirement que le signe ne peut pas varier en fonction des divers paramètres géométriques, en même temps que la valeur du couplage [50]. Pour les inter-digités ne faisant pas intervenir de structure annexe, en revanche, le signe reste le même tant que l'agencement des doigts ne change pas.

Les détails concernant la prévision des niveaux de couplages réalisés sont donnés dans le chapitre IV traitant du processus de synthèse de filtres adopté.

#### III.B.2.a Résonateurs adjacents en sens opposé

Les filtres inter-digités utilisent des couplages réalisés par la configuration suivante :

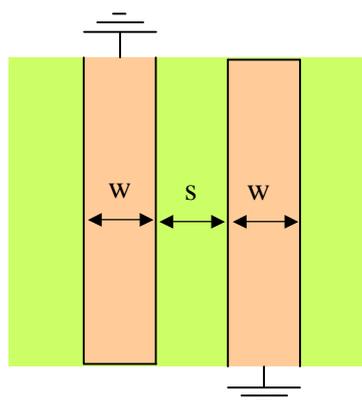


Figure III-8 : Deux barreaux  $\lambda/4$ , côte à côte et d'orientations opposées, couplés par proximité.

La représentation vectorielle du champ E associé est la suivante ( $f_1$  et  $f_2$  sont les fréquences définies au paragraphe III.B.1.a) :

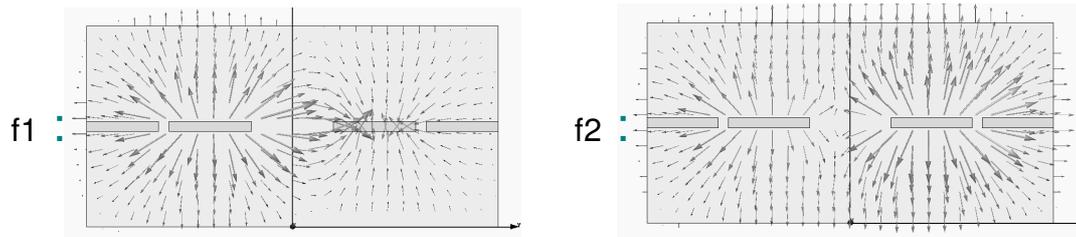


Figure III-9 : Simulation sous HFSS des champs entre les 2 lignes couplées précédentes (vue en coupe) aux fréquences présentant un maximum de transmission.

Le premier mode étant le mode impair, le couplage est positif.

A empilage fixé la valeur du couplage réalisé évolue en fonction de  $s$  et  $w$  :

- Si  $w$  diminue le couplage ( $s$  fixe) augmente.
- Si  $s$  diminue le couplage ( $w$  fixe) augmente.

Dans les deux cas, la recherche de couplages plus forts, donc d'une bande plus large, va de paire avec un gain en compacité du filtre. Ce type de couplage est donc parfaitement adapté à la réalisation de larges bandes.

### III.B.2.b Résonateurs adjacents dans le même sens

La topologie suivante réalise un couplage entre résonateurs orientés dans une même direction :

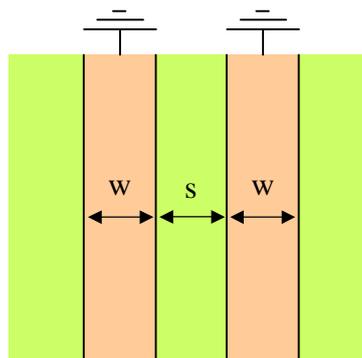


Figure III-10 : Deux barreaux  $\lambda/4$ , côte à côte et d'orientations identiques, couplés par proximité.

L'ordre des modes s'installant entre ces lignes diffère du cas précédent, le couplage réalisé est donc négatif (mode pair en premier) :

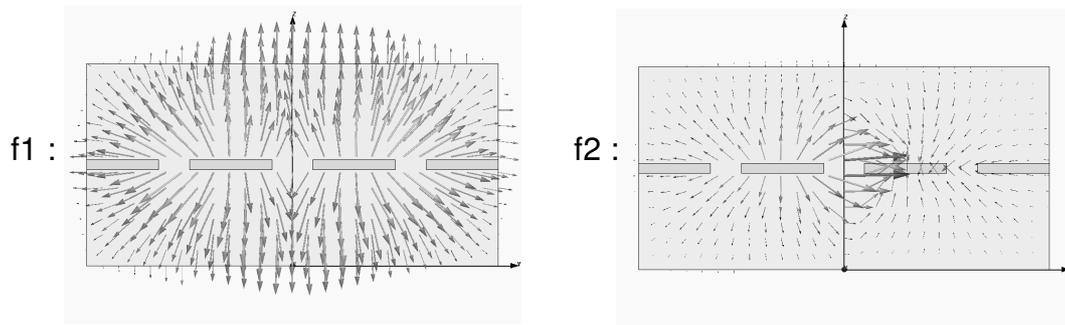


Figure III-11 : Simulation sous HFSS des champs entre les 2 lignes couplées précédentes (vue en coupe) aux fréquences présentant un maximum de transmission.

A empilage fixé le couplage varie principalement suivant  $s$  : si  $s$  diminue le couplage augmente.

Cependant contrairement au couplage où les doigts sont dans le sens opposé, le couplage réalisé ici est faible, voire très faible. Réaliser des couplages du même ordre de grandeur que précédemment nécessiterait des gaps entre lignes ( $s$ ) irréalisables. De plus il en découlerait une très forte sensibilité à la dispersion.

Si la configuration précédente convenait naturellement aux filtres à bande large, celle-ci est plus adaptée aux filtres à bande étroite.

### III.B.2.c Résonateurs superposés en sens opposé

Les doigts couplés ne sont plus côte à côte mais superposés :

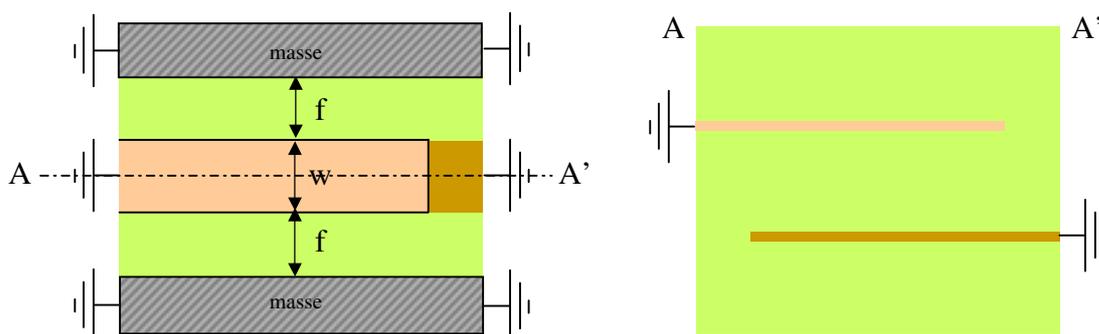


Figure III-12 : Deux barreaux  $\lambda/4$ , d'orientations opposées, couplés par superposition. Vues de dessus et en coupe.

Le couplage réalisé est positif :

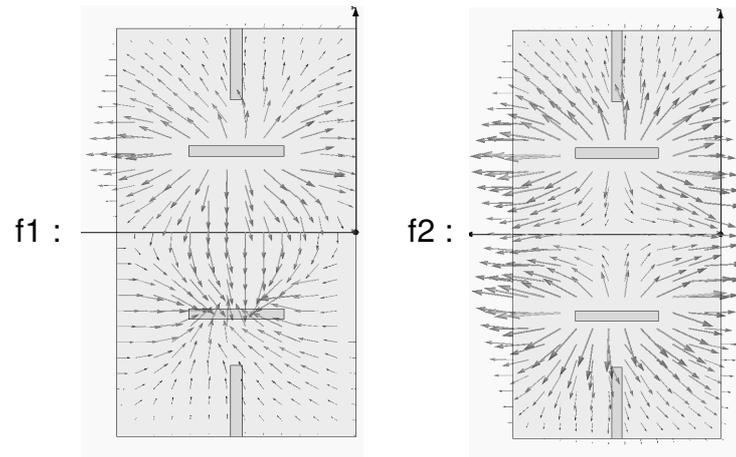


Figure III-13 : Simulation sous HFSS des champs entre les 2 lignes couplées précédentes (vue en coupe) aux fréquences présentant un maximum de transmission.

Ici, « l'espacement » entre les doigts est fixé par l'empilage choisi. Le couplage créé est donc régulé par :

- Les largeurs  $w$  des barreaux (pas obligatoirement identiques). Si les largeurs augmentent à  $f$  fixe, le couplage entre les deux barreaux augmente.
- La distance des plans de masse sur les côtés, jouant ainsi le rôle de fente. Si  $f$  augmente à  $w$  fixe, le couplage augmente tendant vers un maximum.

### III.B.2.d Résonateurs superposés dans le même sens

La configuration avec les doigts superposés couplés, orientés dans le même sens a également été testée :

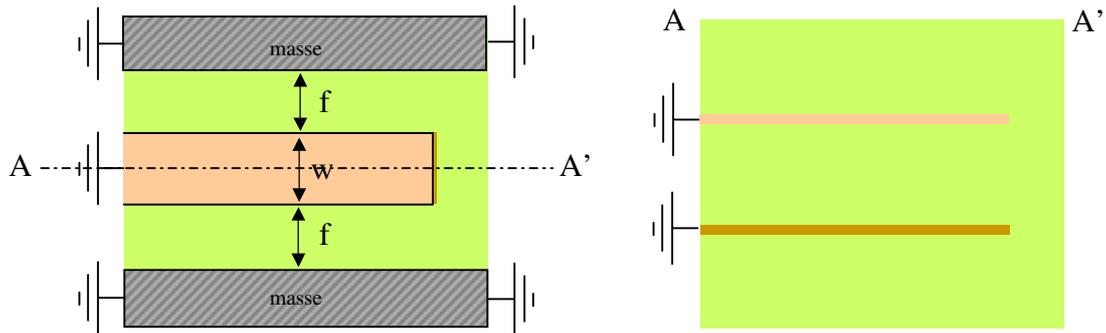


Figure III-14 : Deux barreaux  $\lambda/4$ , d'orientations identiques, couplés par superposition. Vues de dessus et en coupe.

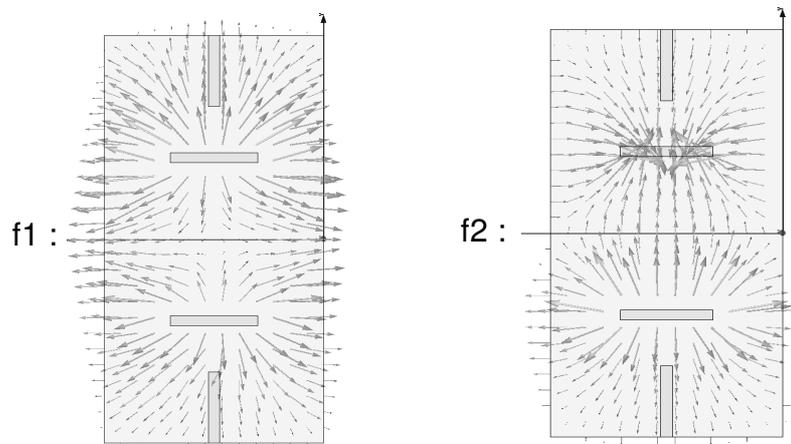


Figure III-15 : Simulation sous HFSS des champs entre les 2 lignes couplées précédentes (vue en coupe) aux fréquences présentant un maximum de transmission.

Le couplage réalisé dans cette configuration est négatif. Cependant le couplage réalisé est faible voire très faible : à empilages et dimensions identiques, il est 5 à 15 fois plus faible que son homologue positif.

### III.B.2.e Premières structures

A ce stade il est possible de réaliser quelques agencements de résonateurs afin d'estimer le potentiel des configurations de couplages précédentes ainsi que les limitations éventuelles.

III.B.2.e.1° Triplets

Un triplet est réalisé afin d’illustrer certains des couplages présentés ci-dessus. Il est, en effet, l’association de deux couplages positifs (résonateurs superposés de sens contraires) et d’un couplage négatif (barreaux dans le même plan et le même sens) entre les résonateurs 1 et 3. Aucune optimisation n’a été effectuée.

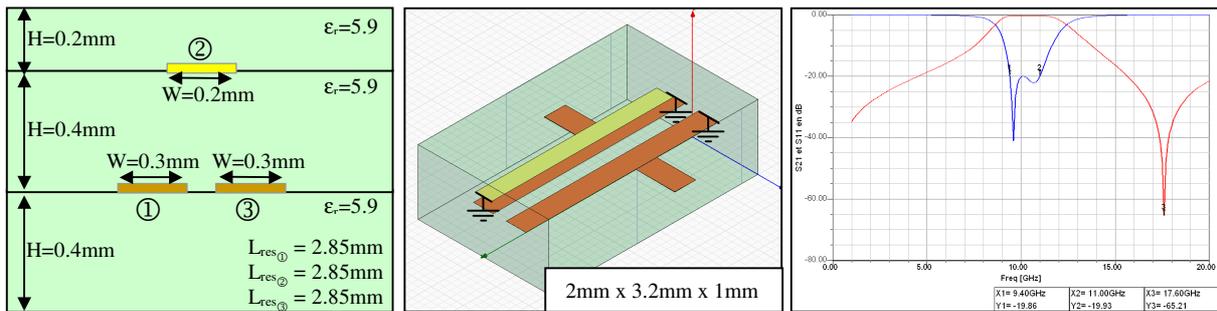


Figure III-16 : Réalisation d'un triplet avec zéro à droite (2 couplages positifs et un couplage négatif).

Le couplage réalisé entre les résonateurs ① et ③ étant faible, le zéro résultant se retrouve loin de la bande (pour un espacement pourtant très faible entre les résonateurs ① et ③, de l’ordre de 150µm). Cet exemple permet de mettre en évidence les différences de gamme de couplage possibles entre la configuration « résonateurs superposés » et la configuration « résonateurs juxtaposés ».

Les triplets sont généralement intégrés à des structures comportant plus de pôles afin de créer le zéro de transmission voulu (cf. chapitre I). Cependant la condition à cela est de maîtriser les couplages entre résonateurs, ce qui implique qu’au sein d’un filtre comportant plus de pôles il faut éviter que des couplages parasites puissent s’établir. Comme il est facile de le comprendre avec ce triplet, il ne sera pas possible de réaliser un couplage avec le barreau ③ sans réaliser également un couplage avec le barreau ① (ou le ② suivant la position et l’orientation du quatrième barreau) du même ordre de grandeur.

Du fait de la faible distance entre les deux barreaux, ce type de couplage ne sera pas utilisable dans des structures plus complexes. Il est donc nécessaire de trouver de nouvelles configurations de couplage négatif.

### III.B.2.e.2° Limitation inhérente aux structures interdigitées

Ainsi que précisé dans le chapitre I, l'utilisation de fonctions pseudo-elliptiques nécessite de pouvoir réaliser indépendamment des couplages positifs ou négatifs entre résonateurs non adjacents : par exemple un filtre 4 pôles, utilisant la topologie repliée, va nécessiter, par exemple, 3 couplages positifs et un couplage négatif :

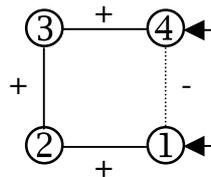


Figure III-17 : Signes des couplages dans une topologie repliée 4 pôles.

Contrairement aux résonateurs en  $\lambda/2$  pour lesquels il est possible d'obtenir un signe différent de couplage suivant les dimensions géométriques [50], le signe du couplage réalisé entre les  $\lambda/4$  est immuable. Les couplages positifs et négatifs doivent donc être réalisés par les changements d'orientation, ou non, entre les barreaux.

Dans l'exemple du 4 pôles replié, si le premier barreau a un sens (fixé de manière arbitraire) positif et que l'on suit le chemin principal (i.e. 1,2,3 et 4), le n°2 aura un sens négatif, le n°3 un sens positif et le n°4 un sens négatif. Les barreaux 1 et 4 se retrouvent dans des sens opposés : donc le couplage pouvant s'établir entre eux sera obligatoirement positif.

Cet exemple met en évidence une limitation inhérente aux résonateurs  $\lambda/4$  et découlant de l'immuabilité du signe des couplages : il n'est pas possible de réaliser un filtre à topologie repliée avec uniquement les couplages naturels s'établissant entre les doigts.

Cette limitation ne concerne évidemment pas que les topologies repliées : en l'état, certaines topologies ne pourront pas être réalisées, ce qui réduit très fortement le nombre des topologies réalisables.

A la nécessité d'obtenir de nouveaux couplages négatifs, plus importants, vient donc s'ajouter celle de pouvoir contrôler le signe du couplage réalisé indépendamment de l'orientation des barreaux en présence.

### III.B.3. Couplages entre résonateurs par des éléments « non résonants »

Plusieurs structures ont été étudiées afin de palier aux limitations rencontrées. Ces structures font toutes intervenir des éléments annexes permettant de modifier les champs s'établissant entre deux lignes  $\lambda/4$ .

Ces structures sont considérées comme « non résonantes » car leurs fréquences de résonance sont différentes de celles des lignes et ne constituent pas de ce fait des pôles du filtre. Cela ne signifie pas pour autant que ces résonances ne peuvent en aucun cas gêner la réponse du filtre, notamment en haut de bande.

Des travaux ont été menés, par S. Amari notamment [51], sur les couplages via des éléments résonant à des fréquences bien supérieures aux fréquences de la bande passante. Ces éléments sont en conséquence appelés Non Resonating Nodes (NRN). L'utilisation des NRN entraîne généralement des modifications profondes de la matrice de couplage objectif (modification de l'ordre par exemple [52]), alors que les structures annexes introduites ci-après sont d'intégration plus discrète : elles ont pour principaux effets de modifier la valeur ou le signe des couplages existants et éventuellement de créer des couplages ou des résonances parasites, mais l'ordre du filtre (et donc de sa matrice de couplage) demeure inchangé.

Sont présentés ci-après quelques-uns des couplages possibles via des éléments tiers. Le catalogue complet des couplages testés est donné en annexe A.

#### III.B.3.a Barreaux dans le même sens.

Les paragraphes précédents ont montré que les couplages réalisés à l'aide de ce type de structures étaient faibles et négatifs. Il est donc primordial de recourir à des structures annexes afin d'élargir les gammes de couplage possibles et éventuellement afin de réaliser des couplages positifs.

## III.B.3.a.1° Couplage par une masse supplémentaire.

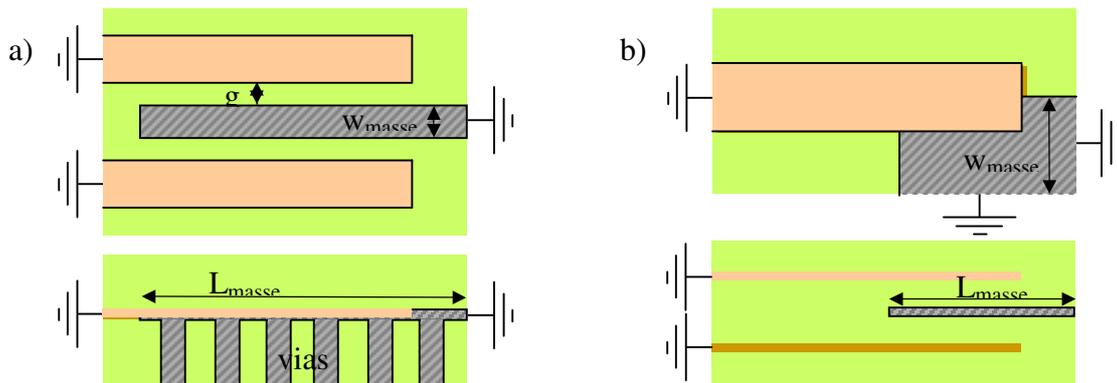


Figure III-18 : Couplages par un plan de masse. a) couplage dans le même plan. b) couplage entre résonateurs superposés.

Les couplages réalisés par ces deux configurations sont négatifs.

Dans le cas des résonateurs sur un même plan, l'ajout du plan de masse permet de réaliser un couplage négatif moins faible que lorsque les résonateurs sont juste juxtaposés : c'est principalement le gap 'g' qui contrôle le niveau du couplage, plus 'g' est faible plus le couplage est fort. Cette configuration a également l'avantage d'éloigner les résonateurs ce qui permet de limiter les effets de couplage parasites. Le principal inconvénient de cette configuration est la résonance parasite induite par l'association vias-plan de masse qui se comporte comme une association self-capacité en parallèle. Cette résonance peut être décalée vers les hautes fréquences en augmentant la hauteur de substrat au-dessus du plan de masse. Cela permet également d'augmenter le couplage réalisé.

La configuration équivalente pour les résonateurs superposés ( Figure III-18,b ) permet, elle, de créer un couplage fort, contrôlé par  $w_{masse}$  et  $l_{masse}$ . Cette configuration présente l'avantage d'avoir une fréquence de résonance parasite très élevée. Cependant l'utilisation de cette configuration implique aussi l'ajout d'une couche métallisée supplémentaire, entre les barreaux, dans laquelle est gravée la masse.

## III.B.3.a.2° Couplage par connexion.

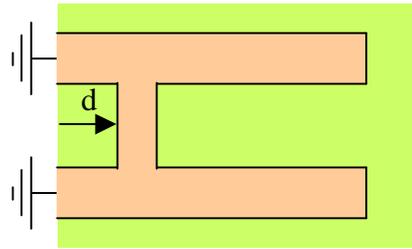


Figure III-19 : Couplage par connexion entre deux barreaux, de même sens, sur un même plan.

Le couplage par connexion entre deux barreaux permet d’obtenir un couplage négatif fort. Ce couplage est contrôlé par  $d$  : le couplage est minimum lorsque  $d$  est nul. Cependant les fréquences de résonances des barreaux sont décalées par l’utilisation de ce couplage, il est alors nécessaire d’allonger les barreaux pour compenser ce décalage.

Cette configuration est parfaitement adaptée aux fortes gammes de couplages négatifs, non réalisables autrement.

### III.B.3.a.3° Couplage par un barreau en $\lambda/12$ .

3 couplages négatifs peuvent être réalisés par l’ajout d’un barreau de longueur  $\lambda/12$  :

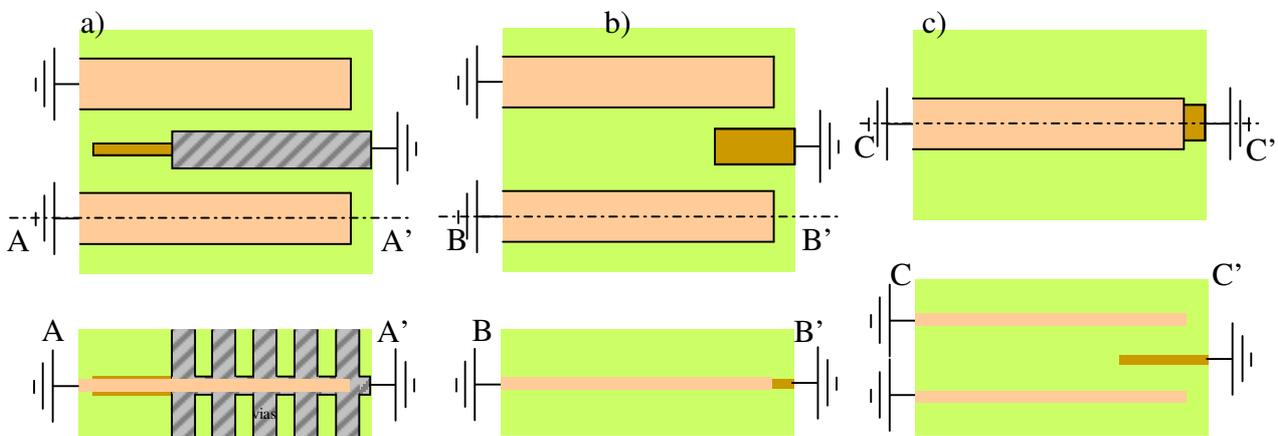


Figure III-20 : Couplage par un  $\lambda/12$  de doigts dans le même sens, juxtaposés, a) et b), et superposés c).

La longueur du barreau,  $\lambda/12$ , est telle qu’il résonne normalement à  $3.f_0$ , fréquence à laquelle le filtre est naturellement passant au vu de la périodicité des résonateurs  $\lambda/4$  employés.

Ces structures possèdent des couplages négatifs plus forts que par juxtaposition simple mais qui restent malgré tout peu élevés. Elles constituent néanmoins une alternative au fait de

juxtaposer deux barreaux ou au couplage par connexion, plus utile lorsque les niveaux requis sont élevés.

La configuration avec un « mur » de masse traversant permet de séparer les doigts et a donc l'avantage de diminuer les couplages parasites entre barreaux.

### III.B.3.a.4° Couplage par un H.

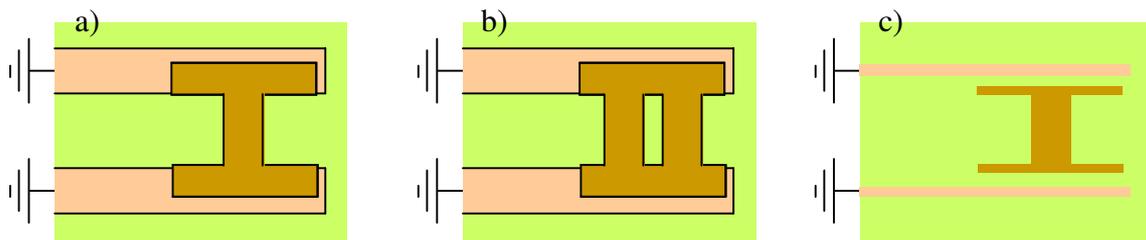


Figure III-21 : Couplage via des structures en forme de H, pour des barreaux dans le même sens, sur un même plan ou superposés. a) 'H' simple barre. b) 'H' double barre. c) 'H' vertical.

Que les doigts soient superposés ou juxtaposés, les 'H' permettent de réaliser des couplages positifs. Ces couplages sont relativement faibles et la gamme de couplage possible dépend beaucoup de l'épaisseur de substrat entre le doigt et le H, dans le cas vertical comme dans le cas horizontal.

Pour réaliser ce type de couplage il serait possible d'utiliser d'autres structures comme des 'U' ou des 'S', mais les 'H' sont celles ayant les fréquences de résonance parasites les plus élevées. Lorsque les dimensions du 'H' augmentent, augmenter le nombre de barres permet d'entraver légèrement la diminution de la fréquence de résonance qui en résulte : le 'H' double barre (cas b) de la Figure III-21), ou triple si nécessaire, est donc privilégié quand les dimensions le permettent.

Le niveau de couplage est principalement contrôlé par les surfaces du 'H' et des doigts en regard. Dans le cas des doigts horizontaux il est également envisageable de doubler le 'H' (un au-dessus, un en dessous) afin d'augmenter légèrement le couplage créé.

### III.B.3.b Barreaux dans des sens opposés.

Il est également intéressant de disposer d'alternatives pour les doigts en sens opposés. De plus, dans cette configuration, il manque la possibilité de créer naturellement un couplage négatif.

#### III.B.3.b.1° Couplage par connexion

Les doigts sont connectés aux mêmes positions relatives par rapport à la masse :

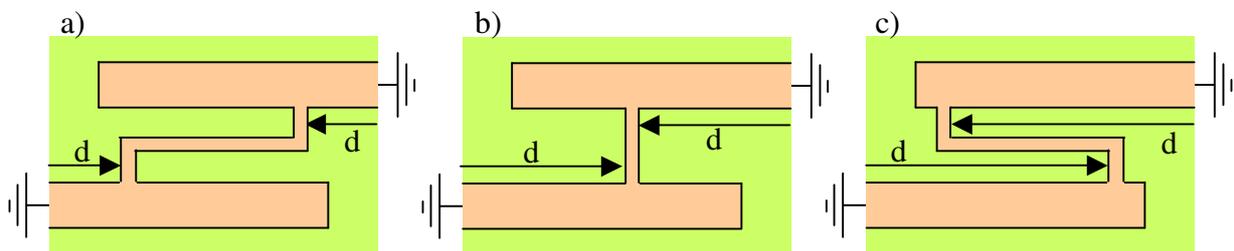


Figure III-22 : Couplage par connexion de barreaux en sens opposés.  
a) Couplage peu fort. b) Couplage fort. c) Couplage très fort.

A l'instar des barreaux dans un même sens, le couplage réalisé dans cette configuration est négatif et fort. Il est maximum lorsque les extrémités sont connectées ( $d$  maximum, cas c) dans la Figure III-22).

Si cette configuration est particulièrement bien adaptée aux forts niveaux de couplage, les couplages faibles sont difficiles à obtenir, si bien que la longueur de la ligne nécessaire entre les barreaux (cas a) dans la Figure III-22) finit par devenir importante et par induire une résonance parasite en haut de bande. Ce phénomène, est une contrainte supplémentaire par rapport au cas des barreaux dans le même sens.

#### III.B.3.b.2° Couplage par un H

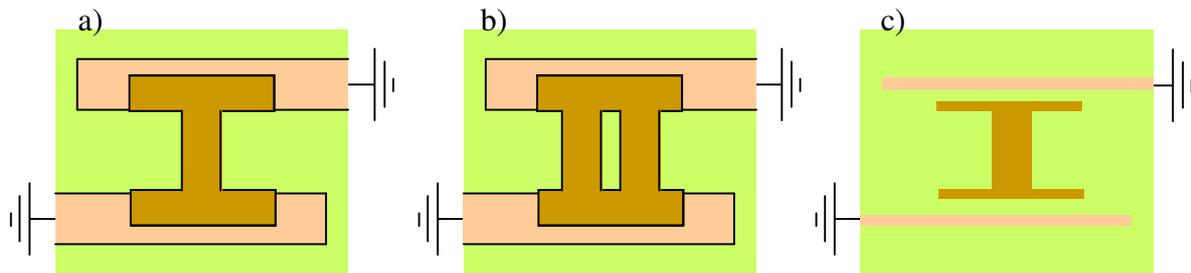


Figure III-23 : Couplage via des structures en forme de H, pour des barreaux en sens opposés, sur un même plan, a) et b) ou superposés c).

Les couplages réalisés par les ‘H’ sont une fois encore positifs. Ces configurations sont peu utiles dans le cas des résonateurs juxtaposés de sens opposés puisqu’ils modifient peu le couplage déjà existant.

### III.C. Structures envisagées

A l’aide des structures élémentaires vues ci-dessus, trois catégories de filtres ont été développées :

- Les filtres à topologie repliée, combinant les couplages positifs et négatifs afin de créer des fonctions elliptiques et cela dans un encombrement très réduit. Par la suite ils seront dénommés FIF pour *Folded Interdigital Filters*, ou filtre inter-digités repliés.
- Les filtres inter-digités verticaux (ou *Vertical Interdigital Filters*, VIF) ne faisant intervenir que des couplages entre résonateurs adjacents (positifs), réalisant ainsi uniquement des fonctions de filtrage simples (i.e. non elliptiques). Le concept de compacité est ici poussé aux limites de ce que permettent les structures de couplage précédentes.
- Les filtres inter-digités « serpents », utilisant eux aussi uniquement des couplages entre résonateurs adjacents et qui sont issus d’une combinaison entre les VIF et les filtres inter-digités standards.

Les structures présentées ci-après ont été dimensionnées manuellement. De même le but étant de voir ce que permet telle ou telle topologie, les filtres sont généralement des filtres bande X, non optimisés. Le domaine de simulation est élargi afin de connaître quels effets

parasites apparaissent aux hautes fréquences, sachant que ces effets peuvent, au gré des éventuels ajustements, venir perturber le haut de la bande 2-20GHz.

### III.C.1. Filtrés inter-digités repliés

Deux séries de filtres repliés sont présentées ici : des 4 pôles (quadruplets) et des 6 pôles (sextuplets).

#### III.C.1.a Quadruplets

Les premiers quadruplets réalisés associent 3 couplages positifs et un couplage négatif :

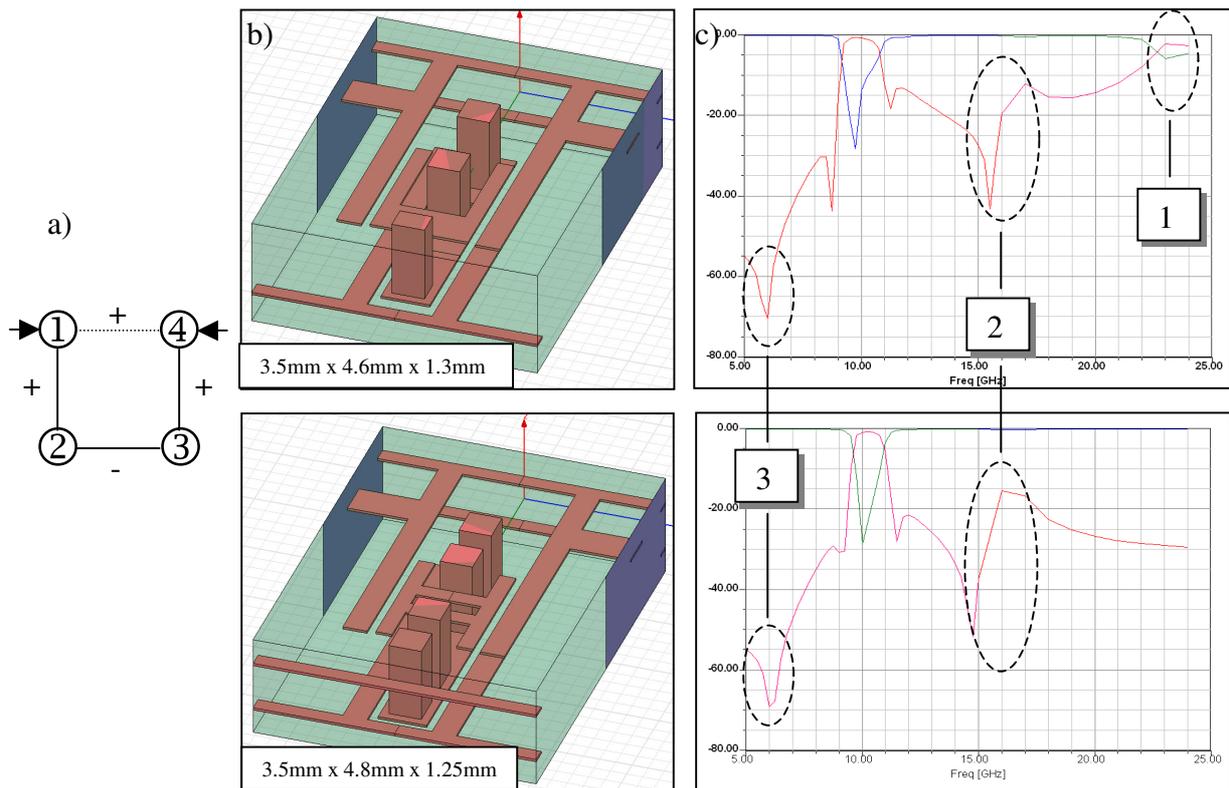


Figure III-24 : Deux variantes de quadruplets, avec 'U' et avec 'H'. a) Topologie. b) Structures. c) Réponses.

Pour ces premiers quadruplets, le substrat utilisé est du RO4003 ( $\epsilon_r=3.55$ ). Le 'U' et le 'H' sont insérés entre les vias, ce qui est compatible avec un procédé de fabrication séquentiel. Si les structures sont réalistes, la faisabilité n'a néanmoins pas été privilégiée dans

ces premiers exemples : les gaps minimums sont ici de  $50\mu\text{m}$  ce qui n'est pas réalisable aisément en filière organique.

Au vu de la topologie utilisée, deux zéros symétriques, un de chaque côté de la bande passante, sont attendus. Conformément aux prévisions, les deux zéros sont présents : ces quadruplets permettent donc de valider la possibilité de créer des fonctions elliptiques en utilisant des résonateurs en  $\lambda/4$  selon des topologies repliées.

Cependant nombre « d'irrégularités » sont également présentes dans la réponse du filtre :

- 1 Cette résonance est due au 'U' utilisé pour réaliser le couplage positif entre les résonateurs 1 et 4. Lorsque le 'U' est remplacé par un 'H', la résonance est nettement décalée vers les hautes fréquences pour disparaître de l'intervalle de simulation.
- 2 L'effet parasite est créé par le plan de masse réalisant le couplage négatif entre les résonateurs 2 et 3. Comme déjà indiqué, l'association des vias avec le plan de masse crée une résonance de type self-capacitance ce qui explique le phénomène. Ici la fréquence de résonance est faible, il faudrait augmenter l'épaisseur de substrat afin de décaler cette résonance vers le haut. Malheureusement ce type de modification peut vite aboutir à des épaisseurs importantes et donc se révéler problématique.
- 3 Le zéro supplémentaire annonce un problème qui sera récurrent pour les structures à base de  $\lambda/4$  : des couplages parasites peuvent toujours s'installer sans qu'il soit possible d'y remédier. Ici, le plus probable est qu'un couplage, très faible mais non nul, s'est établi entre les accès, d'où le zéro supplémentaire. Si l'effet est ici bénéfique, puisque ce zéro améliore la sélectivité du filtre, il n'en reste pas moins imprévu et non contrôlable.

### III.C.1.b Sextuplets

Les sextuplets présentés, Figure III-25 et Figure III-26, n'ont pas été optimisés. Ils s'appuient sur des empilages identiques, réalistes et réalisables en technologie séquentielle : les couches de colle ( $\epsilon_r=2.6$ ) alternent avec des couches de RO4003 ( $\epsilon_r=3.55$ ) et aucun gap, ni aucune largeur, n'est inférieur à  $150\mu\text{m}$ .

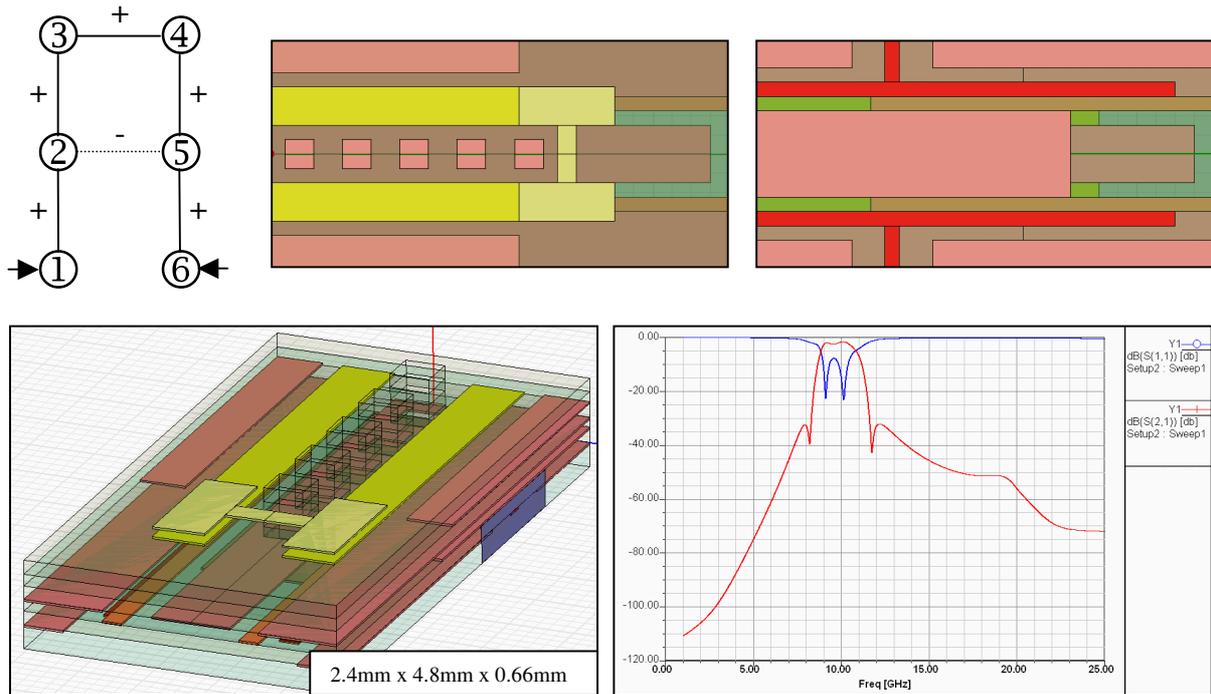


Figure III-25 : Sextuplet 1 : topologie, aperçus et réponses.

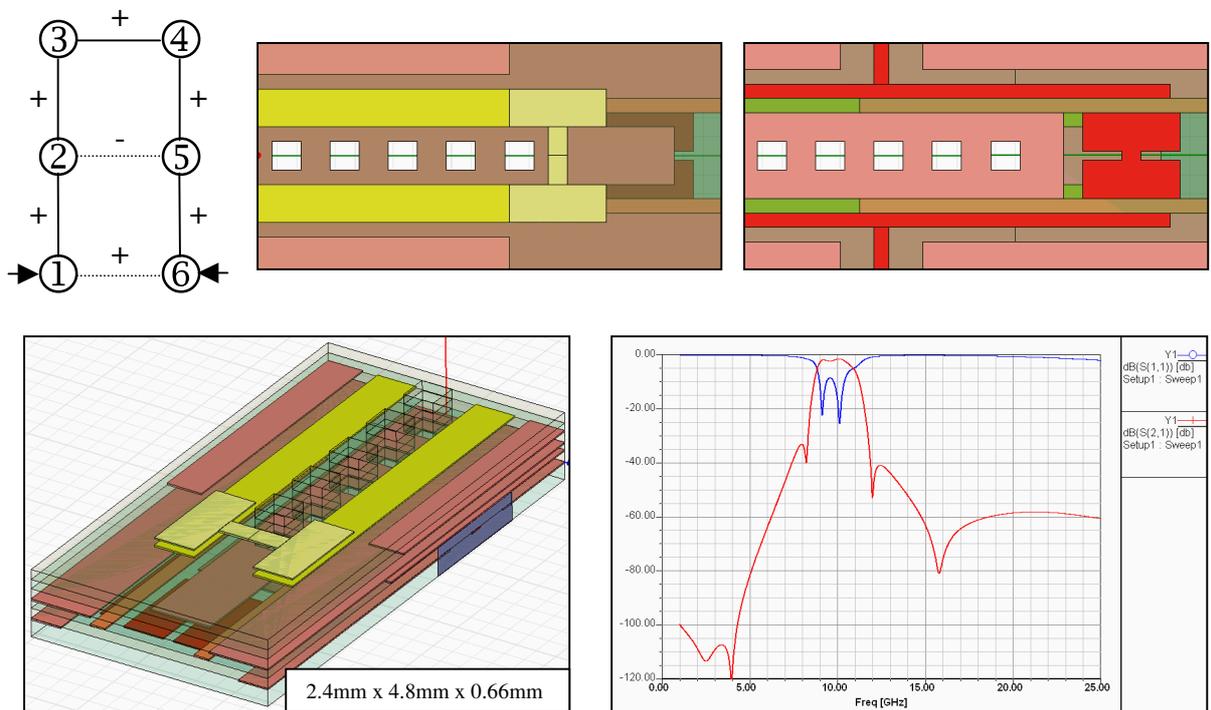


Figure III-26 : Sextuplet 2 : topologie, aperçus et réponses.

Les couplages entre résonateurs adjacents sont créés en superposant les doigts et réglés par les plans de masse. Pour le sextuplet Figure III-25, un seul couplage entre résonateurs non adjacents est créé : il ramène très nettement deux zéros de transmission. Dans le second

sextuplet, Figure III-26, deux couplages non adjacents sont effectués, et 4 zéros sont créés. Les zéros ne sont pas parfaitement symétriques, toujours à cause des couplages parasites mais dans l'ensemble l'allure de la réponse créée est satisfaisante (le  $S_{11}$  n'est évidemment optimisé dans aucun des deux cas).

Ce type de structure montre qu'il est possible de réaliser un sextuplet grâce aux couplages précédemment étudiés. Cependant cette structure montre aussi que la création d'un sextuplet est complexe et que la modulation du niveau des couplages par les masses est largement mise à contribution.

### III.C.1.c Avantages et limitations des FIF

Ces filtres ont pour avantage :

- Leur encombrement faible : que le filtre soit un 4, un 6, ou un 8 pôles, la surface reportée reste équivalente à environ celle d'un 3 pôles (même épaisseur de substrat).
- De permettre de créer le nombre maximal de zéros pour un ordre donné.
- De nécessiter un petit nombre de couches métalliques bien que ces filtres soient de vrais filtres 3D.
- De présenter des accès au même niveau ce qui évite des transitions supplémentaires.

Cependant :

- Ces filtres sont sensibles aux dispersions d'alignement des couches contrairement aux inter-digités standards. Ceci est néanmoins à relativiser car la variation du couplage en fonction du désalignement des barreaux superposés est faible.
- Lorsque les couplages sont régulés par des fentes, les phénomènes de sur et sous gravure prennent de l'importance.
- Il n'est pas toujours facile de réaliser tel ou tel couplage ce qui peut amener à modifier un empilage ou l'épaisseur d'une couche de substrat.
- Ces structures sont fortement sensibles aux fréquences parasites des éléments annexes.
- Du fait des couplages complexes réalisés aucune méthode de synthèse analytique automatique n'est envisageable.

- L'augmentation du nombre de pôles, tout en recherchant le nombre maximal de zéros, augmente considérablement la complexité du filtre à chaque ajout d'une paire de pôles.
- Les couplages parasites sont inévitables et modifient parfois fortement la réponse attendue.

### III.C.2. Filtres inter-digités verticaux

#### III.C.2.a Présentation de la structure

Les VIF sont les équivalents verticaux des inter-digités classiques : les couplages auparavant réalisés sur un même plan sont alors réalisés entre doigts superposés. Les bandes possibles sont donc très larges et dépendent essentiellement des épaisseurs de substrat employées.

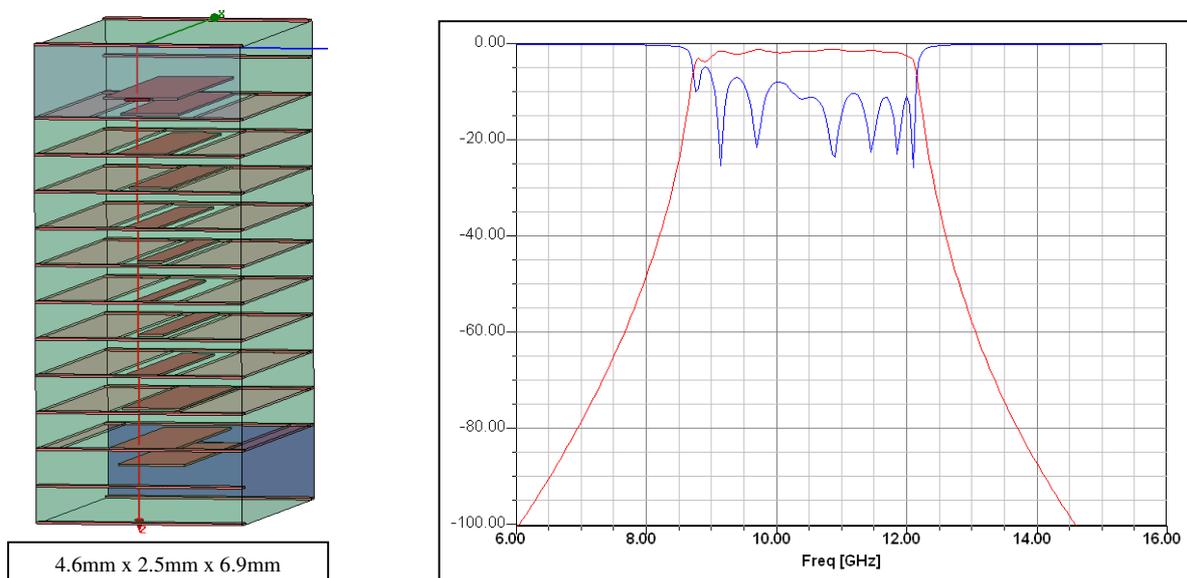


Figure III-27 : Filtre inter-digité vertical 10 pôles, structure et simulation de la structure sous HFSS.

Ce filtre n'étant qu'une ébauche de filtre 10 pôles, dimensionné manuellement, il n'a pas été optimisé. Le substrat utilisé est du RO4003.

Ce premier filtre réalise ses couplages aux accès par proximité, et non par taper comme ce sera le cas pour les suivants. Il en résulte des épaisseurs de substrats nécessairement plus faibles pour les accès que pour les autres couplages.

Les largeurs des lignes en regard associées aux fentes des plans de masses permettent de réguler les couplages créés.

Ce type de filtre présente des niveaux de couplage parasites équivalents à ceux observés pour les inter-digités standards.

Le filtre ainsi créé n'est pas symétrique du point de vue de sa géométrie alors que la matrice de couplage dont il est issu, l'est. En effet il est difficile, manuellement, d'arriver à des dimensions homogènes où aux couplages les plus faibles correspondraient les dimensions les plus réduites et où, inversement, les couplages les plus forts seraient réalisés par les dimensions les plus grandes. Il n'est pas possible non plus de fixer les largeurs de lignes ou les dimensions des ouvertures des masses, les évolutions du couplage n'étant pas monotones. Fixer les dimensions des ouvertures (fente + largeur du barreau) limiterait trop la gamme des couplages réalisables. La meilleure solution est d'imposer des fentes égales aux largeurs des lignes. Si cela permet de disposer d'une gamme de couplage optimisée, le dimensionnement de la structure ne s'en trouve pas forcément facilité. C'est pourquoi une méthode de synthèse automatique a été développée pour ce type de filtre et fait l'objet du chapitre suivant.

### III.C.2.b Avantages et limitations des VIF

Ces filtres ont pour avantage :

- La surface reportée pour ce type de filtre est minimale, puisque, quel que soit l'ordre du filtre, il ne requiert guère plus d'espace qu'un seul doigt.
- De présenter de forts couplages ce qui les rend attrayants pour réaliser des bandes larges.
- D'être très bien adapté au concept de banque de filtres : les filtres ont alors un point commun sur une couche donnée et peuvent ensuite sortir sur des couches différentes, remplaçant au passage une éventuelle transition.

Cependant :

- Ces filtres ne sont pas superposables (trop de couches requises).
- L'augmentation du nombre de pôles va de pair avec l'augmentation du nombre de couches métalliques ce qui a un coût élevé et peut aussi poser des problèmes d'épaisseur totale ou de fabrication de la structure.

### III.C.3. Filtres « serpents »

#### III.C.3.a Présentation de la structure

Afin de palier aux problèmes se posant avec l'augmentation du nombre de pôles pour les VIF, des filtres combinant VIF et inter-digités standards ont été développés : ils représentent un excellent compromis entre compacité et faible nombre de couches.

Ces filtres doivent leur surnom au cheminement sinueux réalisé par leurs couplages à travers les différentes couches de substrat, ainsi qu'on peut le voir sur la Figure III-28 et la Figure III-29.

A l'instar des autres filtres, des dimensionnements manuels ont donc été effectués. Un filtre à 6 pôles et un à 12 pôles, présentant des bandes d'environ 20%, ont ainsi été conçus (mais non optimisés) :

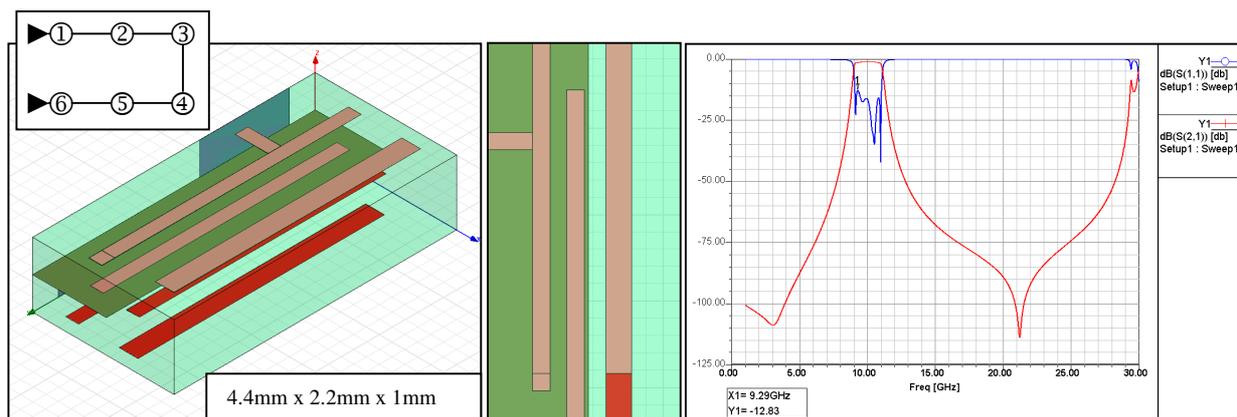


Figure III-28 : Filtre "serpent" 6 pôles : topologie, vue en 3 dimensions, vue de dessus et réponse associée.

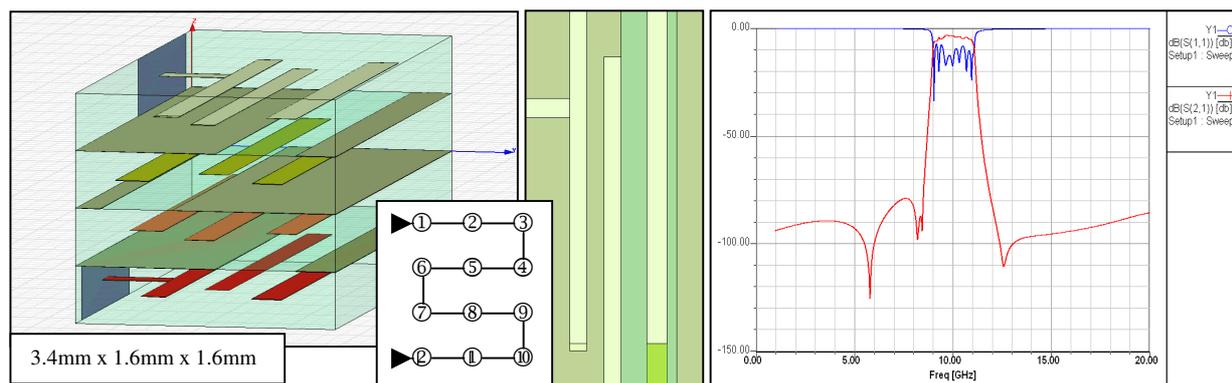


Figure III-29 : Filtre "serpent" 12 pôles : vue en 3 dimensions, vue de dessus et réponse associée.

Ces filtres sont fondés sur des fonctions de filtrage Chebychev ne faisant pas intervenir de zéros de transmission : par conséquent les matrices objectifs en découlant ne contiennent pas de couplages non adjacents. Les zéros de chaque côté de la bande sont dus aux faibles couplages parasites inhérents aux structures inter-digitées.

Le filtre Figure III-28 est conçu à l'aide d'un empilage de 4 substrats organiques de RO4003 (200 $\mu$ m, 300 $\mu$ m, 300 $\mu$ m et 200 $\mu$ m) d' $\epsilon_r$  3.55 pour une dimension finale de 4.4mm x 2.2mm x 1mm. Le filtre obtenu représente, en surface, la moitié d'un inter-digité standard de même ordre.

Le filtre Figure III-29 a été créé à partir d'un empilage de 8 couches LTCC de Ferro A6S de 200 $\mu$ m d'épaisseur chacune (Dimensions du filtre : 3.4mm x 1.6mm x 1.6mm). La surface du filtre obtenu représente  $\frac{1}{4}$  de celle qu'occuperait un filtre ayant le même nombre de pôles dans la même technologie.

### III.C.3.b Avantages et limitations des filtres serpents

Ces filtres présentent de nombreux avantages :

- Leur gain en surface, en comparaison avec un inter-digité standard qui emploierait le même empilage de couches, va de 50% à 75 % selon les filtres.
- Contrairement aux VIF, des ordres élevés n'entraînent pas un nombre de couches excessif et ainsi restent aisément réalisables, sans pour autant accroître énormément la surface requise.

- Ces filtres ne sont constitués que de couplages positifs, les couplages parasites ont un impact faible et contribuent, « au pire », à la sélectivité du filtre.
- Aucune structure additionnelle n'est utilisée, le comportement du filtre hors bande est donc celui d'un inter-digité standard ou d'un VIF.

Ces filtres présentent néanmoins une restriction par rapport à leurs homologues verticaux : les bandes admissibles sont plus faibles que pour des inter-digités verticaux et identiques à celles possibles avec des inter-digités standards puisque limitées par le couplage entre le premier et le deuxième barreau (ou le dernier et l'avant-dernier) qui est habituellement le couplage le plus fort pour un filtre Chebychev.

### III.D. Conclusion

Les structures présentées permettent de réaliser des fonctions de filtrage pour un coût relativement faible en surface : pour les filtres classiques, la surface occupée croît avec le nombre de pôles, pour les structures proposées, c'est essentiellement le nombre de couches qui croît avec le nombre de pôles.

Néanmoins synthétiser de telles structures n'est pas chose aisée, une méthode de synthèse concernant les VIF est d'ailleurs présentée au chapitre suivant afin de rendre ce type de filtre plus facile à synthétiser.

---

## Références bibliographiques du chapitre III

[48] **Choonsik Cho, K.C. Gupta**

*A new Methodology for design of multilayer microwave circuits.*

International Journal of RF and Microwave computer aided engineering,  
novembre 1998, pp454-473

[49] **J.-S. Hong et M.J. Lancaster**

*Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol 44, Nov. 1996, pp  
2099-2109.

[50] **K.S.K. Yeo et M. J. Lancaster**

*The design of microstrip six-pole quasi-elliptic filter with linear phase response using extracted-pole technique.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol49, n°2, fevrier  
2001, pp321-327.

[51] **G. Macchiarella et S. Amari**

*Direct synthesis of prototype filters with non-resonating nodes.*

34th European Conference – Amsterdam, 2004, pp305-308.

[52] **M. Mokhtaari, J. Bornemann et S. Amari**

*Advanced filter using cross-coupled networks with higher-order resonances.*

35th European Conference – Paris, 2005, pp1423-1426.

---

# IV. Synthèse analytique de filtres inter-digités multicouches



## IV.A. Introduction - Objectifs

Dans le cadre de cette étude, le terme synthèse désigne l'ensemble des étapes du processus de création d'un filtre menant du gabarit à une première structure physique, donc avant une éventuelle optimisation. Les termes méthode de conception (implicitement d'un filtre) désignent quant à eux l'ensemble synthèse puis optimisation.

Lors de la synthèse, le dimensionnement manuel des structures complexes vues précédemment est long et n'aboutit pas systématiquement. De fait, disposer d'une synthèse automatique, rapide, répétable et efficace est vital pour rendre l'utilisation de ces filtres plus aisée et accessible.

L'objet de ce chapitre est de décrire la synthèse mise en place et les éléments nécessaires pour lier architecture physique et matrice de couplage pour les filtres inter-digités standards ou verticaux. L'accent sera mis sur l'aspect réaliste du filtre synthétisé : en effet, nul intérêt à utiliser une procédure de synthèse automatique si un second dimensionnement, manuel, doit être réalisé a posteriori. Cependant cela ne signifie pas que le but est de ne plus devoir recourir à une optimisation, mais seulement de donner pour filtre de départ un filtre réaliste avec la meilleure réponse possible.

Après un rapide aperçu de la méthode de conception adoptée, la méthode de synthèse liant filtre physique et matrice de couplage sera abordée.

## IV.B. Synthèse de filtres inter-digités

### IV.B.1. Méthode de conception adoptée

La méthode adoptée est volontairement générale et est applicable à tout type de filtre où il est possible de faire apparaître un lien entre couplage et structure physique. Cependant les détails de l'étape liant éléments physiques et termes des matrices de couplage sont propres à chaque technologie et à chaque type de filtre choisi. La méthode est décrite dans le synoptique

Figure IV-1. Les étapes A et G représentent les données imposées comme le gabarit ou la technologie. B, C, D et E font référence à des notions abordées dans le chapitre II comme le passage de la fonction de filtrage aux matrices de couplage. L'étape G regroupe les liens entre matrice de couplage et filtre physique, elle sera détaillée par la suite. Enfin, H correspond à l'obtention d'une première structure physique.

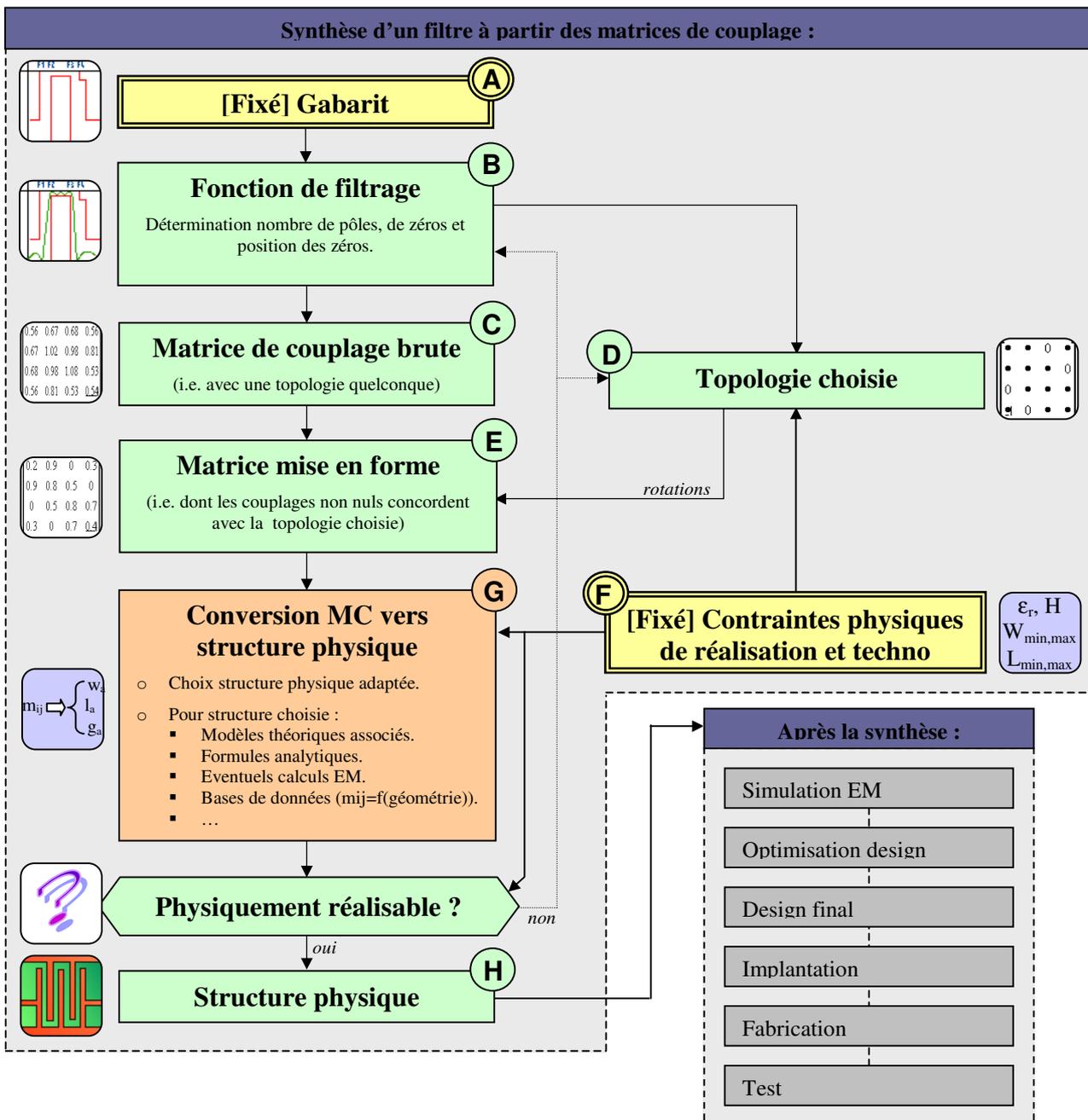


Figure IV-1: Synoptique de la méthode de conception adoptée.

La méthode est très linéaire, seul un critère de faisabilité est pris en compte à la fin de la conversion, mais aucune boucle d'optimisation de la structure n'est introduite. Il aurait, par

exemple, été envisageable de construire la structure physique par itérations et de calculer sa réponse au fil des évolutions afin de converger vers une structure optimale vis à vis du gabarit. Néanmoins une telle méthode, reposant sur des logiciels annexes de calculs électromagnétiques, risquerait de s'avérer inefficace ou lente pour des ordres élevés. Ici la satisfaction optimale du gabarit est assurée par la détermination de la meilleure fonction de filtrage possible (étape B).

Celle-ci est ensuite convertie en matrice de couplage dans une topologie adaptée au mieux au type de filtre et à la technologie choisie. Néanmoins les topologies de matrice réalisables sont restreintes comme précédemment mentionné. Il n'est pas possible non plus de tenir compte des couplages parasites lors de la création de la matrice objectif : les couplages de la matrice objectif sont les couplages à réaliser pour la structure physique. Cependant une fois la structure réalisée, des couplages parasites initialement non prévus apparaissent et ce dernier point peut s'avérer épineux car il n'est pas possible, de fait, de corriger les défauts dus aux couplages parasites dès la synthèse de la matrice de couplage, de même qu'aucun processus de rétroaction au niveau de cette matrice (à l'issue de l'étape H, lorsque les couplages parasites peuvent être enfin évalués) ne peut être réalisé.

L'étape de conversion (G) peut soit faire l'objet d'un processus manuel comme dans le cas des filtres complexes (FIF), soit bénéficier d'un processus automatisé ainsi qu'il a été établi pour les inter-digités standards et les VIF (ou un mélange des deux). Ce processus doit permettre de calculer en fonction des décalages fréquentiels et des couplages voulus :

- les dimensions des accès et des lignes  $50\Omega$ ,
- les longueurs, largeurs et espacements des doigts,
- les corrections à apporter en fonction des éléments constitutifs d'un filtre réel (vias, plan de masse, décalage entre doigts, etc.).

La littérature permet de dimensionner, du moins grossièrement, la plupart de ces éléments.

## IV.B.2. Correspondances entre matrice de couplage et architecture physique

Afin d'établir des relations entre matrices de couplage et structures physiques, des généralités sur les résonateurs en  $\lambda/4$  sont abordées ci-dessous. Les différentes appellations

« couplages » sont ensuite explicitées puis liées aux différentes architectures physiques quart-d'onde.

Les différents éléments abordés sont pour la plupart communs aux filtres inter-digités que leurs résonateurs soient sur un même plan ou superposés. De même, seule la technologie strip-line sera considérée car compatible avec une finalité multicouche. En revanche les variantes coplanaires ou micro-strip de ces éléments ne seront pas évoqués car trop spécifiques par rapport à la présente méthode.

## IV.B.2.a Lignes et résonateurs $\lambda/4$

### IV.B.2.a.1° Impédances caractéristiques

Selon [53], dans le cadre d'une ligne enterrée, aussi appelée triplaque ou strip-line, l'impédance caractéristique de la ligne, pour une épaisseur de métallisation non nulle, peut s'exprimer ainsi :

$$Z_c = \frac{30}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \left( 1 + \frac{x}{2} \cdot \left( x + \sqrt{x^2 + 6,27} \right) \right) \quad (43)$$

avec :

$$x = \frac{8}{\pi} \cdot \frac{b-t}{w'} \quad , \quad w' = w + (b-t) \cdot \frac{y}{\pi \cdot (1-y)} \cdot \left( 1 - \frac{1}{2} \cdot \ln \left( \left( \frac{y}{2-y} \right)^2 + \left( \frac{0,0796y}{\frac{w}{b} + 1,1y} \right)^m \right) \right) \quad , \quad y = \frac{t}{b} \quad \text{et}$$

$$m = \frac{2}{\left( 1 + \frac{2}{3} \cdot \frac{y}{1-y} \right)}$$

- $w$  : la largeur de la ligne strip-line.
- $b$  : hauteur entre les 2 plaques de la strip-line.
- $t$  : épaisseur de métallisation de la ligne.

La strip-line considérée est un modèle idéal, i.e. non délimitée par des plans de masse sur les côtés et dont la ligne « signal » est centrée en hauteur dans un substrat homogène.

Ces formules sont également utilisées pour déterminer, par itération, les largeurs des lignes  $50\Omega$  aux accès. Cependant ces lignes mélangent généralement modes coplanaire et strip-line, or il n'existe pas de formules analytiques pour ce type de ligne mixte. Néanmoins au vu des distances entre masse et doigt, c'est généralement le mode strip-line qui est dominant, les masses sur le côté ayant alors plus un effet de blindage que de conduite du champ. Cela ne signifie pas pour autant que leurs effets soient négligeables et il pourra être intéressant d'en tenir compte.

#### IV.B.2.a.2° Fréquences de résonance

Les résonateurs utilisés sont des résonateurs en  $\lambda/4$ , ce qui signifie que leur longueur  $l_0$  équivaut au quart de la longueur d'une onde se propageant dans le milieu considéré, de permittivité  $\epsilon_r$ , à la fréquence  $f_0$ . Ou encore :

$$l_0 = \frac{1}{4} \cdot \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (44)$$

avec  $c$ , la célérité d'une onde électromagnétique dans le vide.

A noter que cette longueur ne dépend ni de l'impédance, ni de la structure réelle du triplaque (cas d'un triplaque avec ligne décalée en hauteur par exemple).

Pour une matrice de couplage le terme  $M_{ii}$  caractérise le décalage fréquentiel du résonateur, si un décalage  $M_{ii} \neq 0$  est requis, la fréquence correspondante (qui remplace  $f_0$  dans la formule précédente) vaut alors :

$$f = f_0 \cdot + M_{ii} \cdot \frac{B}{2} \quad (45)$$

avec  $B$  bande réelle du filtre.

## IV.B.2.b Couplages entre lignes

### IV.B.2.b.1° Couplage M et facteur de couplage k

Dans les parties précédentes le « couplage » a été défini comme terme normalisé ( $m_{ij}$ ) ou dé-normalisé ( $M_{ij}$ ) des matrices de couplage. C'est aussi le terme lié aux fréquences de résonance ( $f_1$  et  $f_2$ ) de lignes couplées, et quantifiable à l'aide de simulations EM. Il est également possible de définir le couplage en fonction des impédances associées aux modes pairs et impairs s'installant entre deux lignes couplées [54], p778.

Pour plus de commodité, le couplage défini en fonction des impédances paires ( $Z_{oe}$ ) et impaires ( $Z_{oo}$ ) sera appelé facteur de couplage et noté  $k$  par opposition aux couplages des matrices de couplage notés  $m$  si normalisés et  $M$  si défini en fonction de  $f_1$  et  $f_2$  ou dénormalisé.

$Z_{oe}$ , l'impédance du mode pair, est l'impédance présentée par une ligne lorsque les excitations sont en phases pour les deux lignes.  $Z_{oo}$  est l'impédance présentée lorsque l'excitation est en opposition de phase. Dans ce contexte l'impédance caractéristique peut être définie par  $Z_c = \sqrt{Z_{oe} \cdot Z_{oo}}$ .

$k$  vaut :

$$k = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \quad (46)$$

Il en découle plusieurs différences conceptuelles entre  $k$  et  $M$  :

- Le facteur de couplage  $k$ , contrairement à  $M$ , n'est pas lié aux longueurs des lignes en regard, uniquement aux impédances de leurs modes.
- Pour deux lignes distinctes,  $k$  ne dépend que des paramètres géométriques quantifiables dans une coupe transverse. Pas de changement du signe selon la disposition des masses, par exemple, comme c'est le cas pour  $M$ .
- $k$  est défini et quantifiable quelles que soient les lignes y compris pour des lignes ne présentant pas de résonance ou ayant des fréquences de résonance différentes, ce qui permet par exemple d'exprimer la « pollution » ou le niveau de couplage parasite d'une ligne de transmission sur une autre (ou leur isolation). L'utilisation de  $M$  ne concerne que les éléments résonants.

Du fait de leurs natures différentes il n'existe pas de relation générale liant le couplage  $M$  et le facteur de couplage  $k$ . Or  $M$  est lié aux matrices de couplage et  $k$  est le couplage communément « accessible » via la littérature. Il est néanmoins possible d'établir, pour le cas particulier des structures inter-digitées classiques, une relation entre eux.

#### IV.B.2.b.2° Relation entre $k$ et $M$ pour les inter-digités

Deux lignes couplées peuvent être vues comme un quadripôle pour lequel ( $Z_{i1}=Z_{i2}$  et  $Z_{ij}$  proches de 0 car quadripôle considéré sans pertes et faiblement couplé aux accès) :

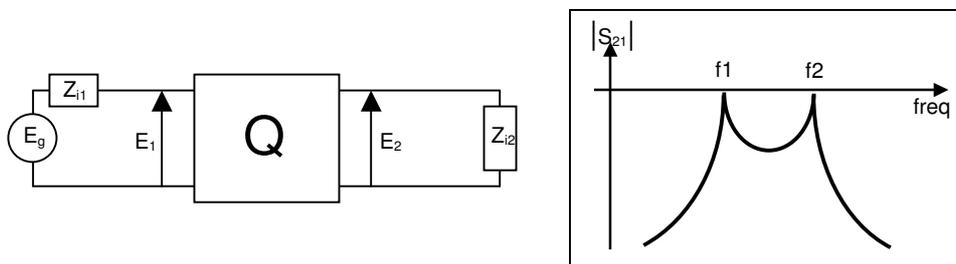


Figure IV-2 : Quadripôle représentant une structure composée de deux éléments couplés et excitée par un couplage faible aux accès.

Soit :

$$|X| = \left| \frac{E_1}{E_2} \right| = 1 \quad (47)$$

Lorsque le quadripôle fonctionne aux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  le rapport  $X$  est égal à 1. Les fréquences  $f_1$  et  $f_2$  déterminent toujours  $M$  comme vu précédemment :

$$|M| = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (48)$$

$X$  est aussi défini [54], p51 tel que :

$$X = \sqrt{\frac{Z_{i1}}{Z_{i2}}} \cdot e^\gamma \quad (49)$$

avec  $Z_{i1}$ ,  $Z_{i2}$  et  $\gamma$  des paramètres connus pour certaines configurations de lignes [54], p220, dont la configuration inter-digitée, assimilable à :

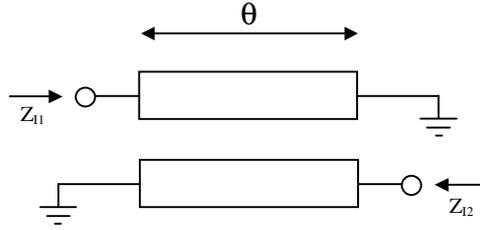


Figure IV-3 : Lignes couplées et paramètres image.

Par raison de symétrie ( $Z_{11}=Z_{12}$ ) trouver  $|X|=1$  revient à chercher le  $|\gamma|=1$ , soit  $\gamma=0$  ou  $\gamma=j$ .  
 Or toujours d'après [54], p220, le paramètre image  $\gamma$  est égal à  $\alpha+j\beta$  et :

$$\text{ch}(\alpha + j\beta) = \left[ \begin{array}{c} \frac{Z_{oe}}{Z_{oo}} + 1 \\ \frac{Z_{oo}}{Z_{oe}} - 1 \end{array} \right] \cos(\theta) \quad \text{soit : } \alpha + j\beta = \text{arcch}\left(\frac{\cos(\theta)}{k}\right) \quad (50)$$

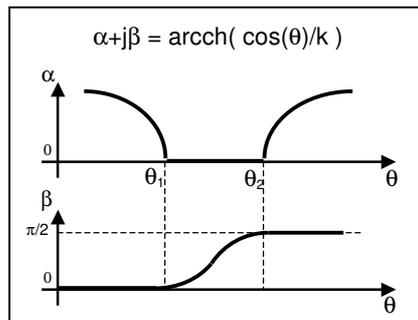


Figure IV-4 : Tracé de la fonction liant  $\gamma$  et  $\theta$  suivant les composantes imaginaire,  $\beta$ , et réelle,  $\alpha$

d'où :  $\theta_1$  (proportionnel à  $f_1$ ) tel que  $\alpha=0, \beta=0$  et  $\theta_2$  (proportionnel à  $f_2$ ) tel que  $\alpha=0, \beta=\pi/2$ .

$$\text{Soit } \{ \theta_1 ; \theta_2 \} = \{ \pi - \arccos(k) ; \arccos(k) \}. \quad (51)$$

$$\text{d'où : } |M| = \frac{\theta_2^2 - \theta_1^2}{\theta_2^2 + \theta_1^2} = \left| \frac{(\pi - \arccos(k))^2 - \arccos(k)^2}{(\pi - \arccos(k))^2 + \arccos(k)^2} \right| \quad (52)$$

$$\text{et la relation inverse : } k = \cos\left(\frac{1 - 2.\pi + 2.M.\pi + 2.\sqrt{\pi^2 - M^2.\pi^2}}{4M}\right) \quad (53)$$

Ces relations sont fondamentales pour pouvoir exploiter les formules analytiques de calcul de couplages, car elles lient structure physique et matrices de couplage de manière analytique.

La Figure IV-5 représente la différence entre couplage  $M$  et facteur de couplage  $k$  en fonction de  $R$ , le rapport  $Z_{oe}/Z_{oo}$  :

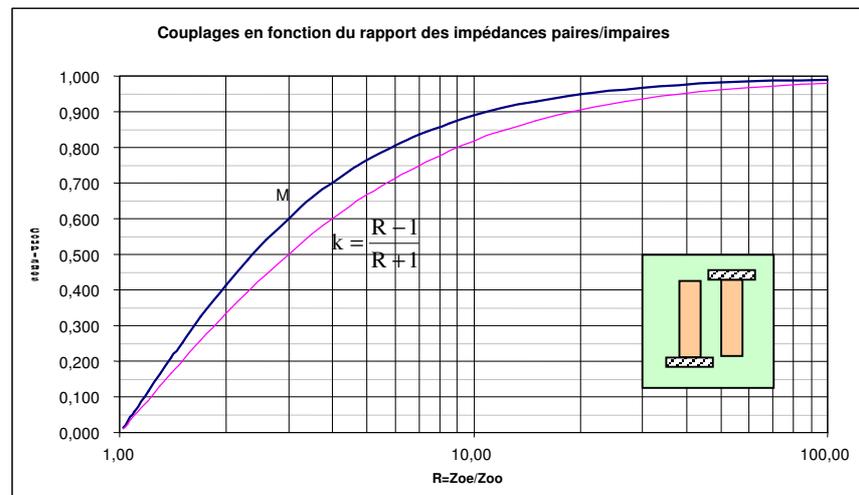


Figure IV-5 : Visualisation des couplages  $k$  et  $M$  en fonction du rapport  $Z_{oe}/Z_{oo}$

#### IV.B.2.b.3° Lignes de largeurs différentes et facteur de couplage équivalent.

Les relations vues précédemment ne sont valables que pour deux lignes identiques. Or il ne sera pas possible de réaliser des VIF sans utiliser toute la gamme de couplage disponible ce qui implique des largeurs de ligne différentes d'un résonateur à l'autre. Il est donc primordial d'établir le facteur couplage équivalent  $k_{eq}$  lorsque les lignes sont de largeurs différentes.

Dans [55], le facteur de couplage  $k_{eq}$  est défini ainsi pour deux lignes,  $a$  et  $b$ , d'admittances différentes :

$$k_{eq}^2 = \frac{(Y_{oo}^b - Y_{oe}^b)^2}{(Y_{oo}^a + Y_{oe}^a) \cdot (Y_{oo}^b + Y_{oe}^b)} = \frac{(Y_{oo}^a - Y_{oe}^a)^2}{(Y_{oo}^a + Y_{oe}^a) \cdot (Y_{oo}^b + Y_{oe}^b)} \quad (54)$$

avec  $Y_{oe/o}^a$  = admittance commune à deux lignes de largeur  $w_a$ .

$Y_{oe/o}^b$  = admittance commune à deux lignes de largeur  $w_b$ .

Connaître la relation entre le facteur de couplage  $k$  et des admittances des lignes  $a$  et  $b$  n'est pas nécessaire car il suffit de revenir aux impédances par les relations données dans [54], p193.

Il s'ensuit :

$$k_{eq}^2 = \frac{(Z_{oe}^a - Z_{oo}^a)^2}{(Z_{oe}^b + Z_{oo}^b) \cdot (Z_{oe}^a + Z_{oo}^a)} = \frac{(Z_{oe}^b - Z_{oo}^b)^2}{(Z_{oe}^b + Z_{oo}^b) \cdot (Z_{oe}^a + Z_{oo}^a)} \quad (55)$$

Il en découle :

$$k_{eq}^4 = \frac{(Z_{oe}^a - Z_{oo}^a)^2 \cdot (Z_{oe}^b - Z_{oo}^b)^2}{(Z_{oe}^b + Z_{oo}^b)^2 \cdot (Z_{oe}^a + Z_{oo}^a)^2} = k_a^2 \cdot k_b^2 \quad (56)$$

avec  $k_a$  = facteur de couplage pour 2 lignes de largeur  $w_a$ .

$k_b$  = facteur de couplage pour 2 lignes de largeur  $w_b$ .

Soit la formule :

$$|k_{eq}| = \sqrt{|k_a| \cdot |k_b|} \quad (57)$$

Cette relation est générale et peut être appliquée à toutes paires de lignes couplées modélisables par le truchement des impédances paires et impaires. Le signe de  $k_{eq}$  n'est pas déterminé par cette relation. Cependant pour des  $\lambda/4$  superposés, ou couplés par le côté, de sens opposé, il a déjà été établi (cf. chapitre III) que le couplage M réalisé était positif. Il en va de même pour  $k_{eq}$ .

#### IV.B.2.b.4° Couplage entre lignes adjacentes.

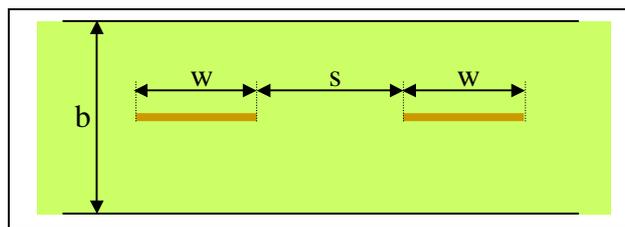


Figure IV-6 : Coupe de deux strip-line couplées.

Le facteur de couplage entre deux lignes adjacentes est déterminé par les impédances  $Z_{oe}$  et  $Z_{oo}$  dont les expressions sont, pour des lignes enterrées [54], p174 :

$$Z_{oe} = \frac{30 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{K(u_e')}{K(u_e)} \quad \text{et} \quad Z_{oo} = \frac{30 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{K(u_o')}{K(u_o)} \quad (58)$$

avec :

$$u_e = \tanh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w}{b}\right) \cdot \tanh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w+s}{b}\right) \quad \text{et} \quad u_o = \tanh\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w}{b}\right) \cdot \coth\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{w+s}{b}\right)$$

$$u_e' = \sqrt{1-u_e^2} \quad \text{et} \quad u_o' = \sqrt{1-u_o^2}$$

$K(u_{e/o})$  intégrale elliptique du premier ordre et  $K'(u_{e/o})$  son complément.

Sachant que [56], p261 :

$$K'(u_{e/o}) = K(u'_{e/o}), \text{ d'où } \frac{K(u'_{e/o})}{K(u_{e/o})} = \frac{K'(u_{e/o})}{K(u_{e/o})}, \text{ et que [57] :} \quad (59)$$

$$\frac{K'(u_{e/o})}{K(u_{e/o})} = \frac{1}{\pi} \cdot \ln \left( 2 \cdot \frac{1 + \sqrt{u'_{e/o}}}{1 - \sqrt{u'_{e/o}}} \right) \Bigg|_{0 \leq u_{e/o} \leq \frac{\sqrt{2}}{2}}$$

$$\frac{K'(u_{e/o})}{K(u_{e/o})} = \left( \frac{1}{\pi} \cdot \ln \left( 2 \cdot \frac{1 + \sqrt{u_{e/o}}}{1 - \sqrt{u_{e/o}}} \right) \right)^{-1} \Bigg|_{\frac{\sqrt{2}}{2} \leq u_{e/o} \leq 1}$$

Ces formules définissent le facteur de couplage  $k$  en fonction de la géométrie des lignes. Elles sont établies pour des configurations strip-line où les lignes sont parfaitement centrées et avec des métallisations sans épaisseurs. Physiquement, l'épaisseur des lignes induit une augmentation du facteur de couplage  $k$ . S.B.Cohn s'est intéressé dès 1955 au couplage entre deux lignes d'épaisseurs non nulles [58]-[60], cependant c'est [54], p182, qui donne les résultats les plus proches des valeurs attendues :

$$Z_{oe} = \frac{376,6 \cdot \epsilon}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot C_{oe}} \quad , \quad Z_{oo} = \frac{376,6 \cdot \epsilon}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot C_{oo}} \quad \text{et} \quad k = \frac{\frac{Z_{oe}}{Z_{oo}} - 1}{\frac{Z_{oe}}{Z_{oo}} + 1} = \frac{\frac{C_{oo}}{C_{oe}} + 1}{\frac{C_{oo}}{C_{oe}} - 1} \quad (60)$$

avec :

- $C_{oo} = 2(C_p + C'_{fo} + C'_f)$  et  $C_{oe} = 2(C_p + C'_{fe} + C'_f)$  ([54], p191).
- $C_p = 2w / (b-t)$
- $C'_{fo}$  et  $C'_{fe}$  sont déterminées d'après les courbes de [61] (où  $b' = b-t$  et  $b'$  remplace  $b$  dans la lecture des courbes).
- $b$  est défini tel que précédemment.
- $t$  est l'épaisseur des lignes.

## IV.B.2.b.5° Couplage entre lignes superposées

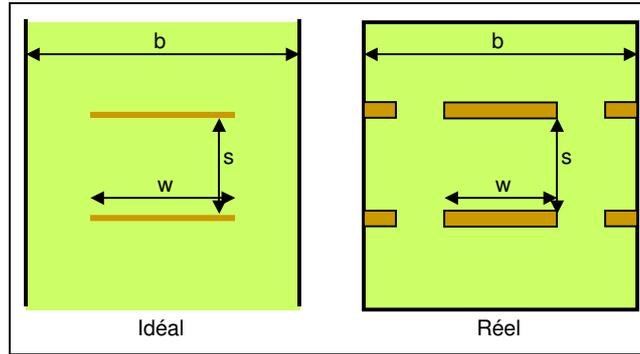


Figure IV-7 : Coupe de deux lignes superposées couplées.

Il n'existe pas de modèle analytique pour deux lignes superposées couplées, dont le couplage est modulé par des fentes et dont les parois supérieure et inférieure sont métallisées. Le modèle idéal s'en rapprochant le plus est celui donné ci-dessus (d'après [54], p175,d) ). En outre il impose une approximation supplémentaire : les lignes sont considérées comme sans épaisseur.

Les impédances des modes pairs et impairs sont données par les relations [58]:

$$Z_{oe} = \frac{60.\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{K(u_{e/o})}{K(u'_{e/o})} \quad \text{et} \quad Z_{oo} = \frac{30.\pi^2}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{1}{\frac{b}{s} \arccos(u_{e/o}) + \ln\left(\frac{1}{u_{e/o}}\right)} \quad (61)$$

Les relations précédentes entre  $u_{e/o}$ ,  $u'_{e/o}$ ,  $K(u_{e/o})$  et  $K'(u_{e/o})$  restent valables mais dans cette configuration  $k_{e/o}$  est défini suivant  $w$  et  $b$  comme suit :

$$\chi = \frac{u_{e/o}}{u'_{e/o}} \quad \text{et} \quad \frac{w}{b} = \frac{2}{\pi} \left( \operatorname{arcth} \left( \chi \cdot \sqrt{\frac{1 - \frac{1}{\chi} \cdot \frac{s}{b}}{1 + \chi \cdot \frac{s}{b}}} \right) \right) - \frac{s}{b} \cdot \operatorname{arcth} \left( \sqrt{\frac{1 - \frac{1}{\chi} \cdot \frac{s}{b}}{1 + \chi \cdot \frac{s}{b}}} \right) \quad (62)$$

Ce modèle est peu précis au vu de l'utilisation qui en est faite, c'est la raison pour laquelle une méthode semi-analytique, la RBDM, est introduite au chapitre suivant. Elle permet notamment de calculer plus finement les couplages dans une configuration superposée.

### IV.B.2.c Couplages aux accès

Les paragraphes précédents ont permis d'établir les relations entre le couplage  $M$ , issu des matrices de couplage, et le facteur de couplage  $k$  calculable de manière analytique pour diverses structures physiques. Les paragraphes du IV.B.2.c s'attachent à établir des relations entre couplage  $M$  et les structures constituant les accès du filtre,  $k$  n'étant pas forcément défini pour ces couplages particuliers.

#### IV.B.2.c.1° Accès taperisés ou par lignes couplées

Il existe deux principales manières de réaliser le couplage aux accès d'un filtre inter-digité : par proximité ou par taper.

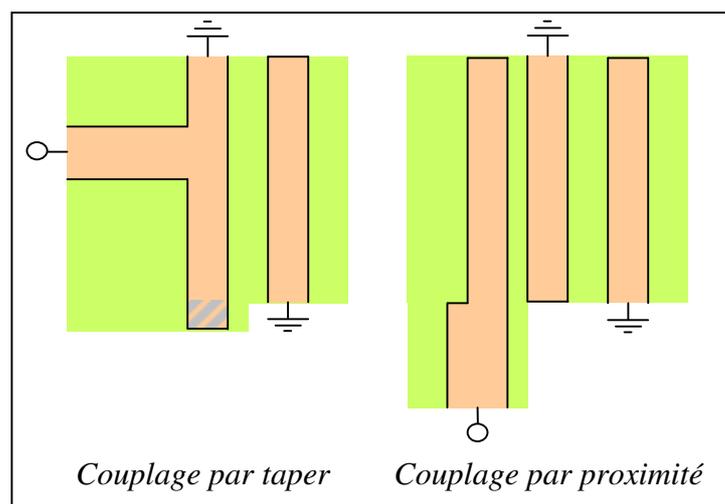


Figure IV-8 : les deux principales façons de coupler les accès d'un inter-digité.

L'utilisation des tapers implique de rajouter un effet capacitif sur le premier barreau, représenté ici par un allongement du dit barreau.

L'utilisation du couplage par proximité nécessite de rajouter un barreau supplémentaire à chaque accès ce qui augmente légèrement l'encombrement du filtre.

Bien que ces deux types d'accès soient très répandus, dans l'optique d'une synthèse automatique le couplage par proximité a été écarté, et cela pour plusieurs raisons :

- Les couplages aux accès sont généralement forts et pour un couplage par proximité cela se traduit par des espacements entre lignes parfois irréalisables. De plus lorsque

le couplage est réalisable, l'espace est en général faible et donc le couplage est sensible à la dispersion sur le gap.

- Les accès taperisés présentent une plus large gamme de couplages réalisables sans aucune limitation technologique notable et avec une sensibilité moindre aux dispersions.

Cela ne signifie pas que les accès taperisés soient exempts d'inconvénients : l'effet capacitif nécessaire à la correction peut s'avérer problématique puisqu'il modifie la géométrie du premier barreau et peut donc influencer sur le couplage entre le premier et le deuxième barreau.

Afin d'éviter des effets gênants qui pourraient être dus à une augmentation de la longueur du premier barreau (encombrement excessif, augmentation non prévisible du couplage avec le deuxième barreau), une « capacité » rajoutée en bout de barreau réalise l'effet capacitif voulu. Cette capacité est en fait une portion de ligne carrée :

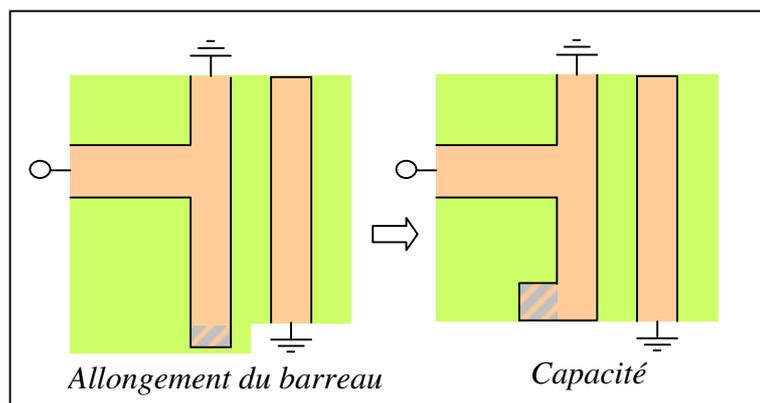


Figure IV-9 : Modification de l'accès taperisé

Cette modification a un faible impact sur le couplage entre les barreaux 1 et 2 et est rarement gênante pour l'encombrement du filtre.

#### IV.B.2.c.2° Formules

La littérature donne plusieurs formulations ou approches possibles pour réaliser un accès taperisé [62]-[66]. C'est [62] qui se prête le mieux à une formulation à partir des termes de la matrice de couplage :

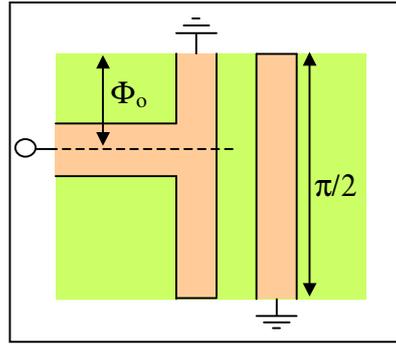


Figure IV-10 : Positionnement du taper, accès sans la capacité de correction.

$$\Phi_0 = \frac{\arcsin\left(\sqrt{\frac{h \cdot \sin^2(\theta_1)}{g_0 g_1 \cdot Y_A}}\right)}{1 - \frac{w}{2}} \quad (63)$$

avec :

- $g_0 g_1 = \frac{1}{M_{01}^2}$  ,  $\theta_1 = \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \frac{w}{2}\right)$  ,  $h = \frac{Y_{a1}}{\tan(\theta_1)}$
- $w$  : bande relative (= bande du filtre / fréquence centrale).
- $Y_A$  : admittance de l'entrée/source (=  $1/Z_0$ )
- $Y_{a1}$  : admittance d'un doigt (déterminé par la formule (43) ).
- $M_{01}$  : couplage à l'entrée (à substituer par  $M_{n-n+1}$  en sortie).

Soit la position  $p_1$  correspondante :

$$p_1 = l_o \cdot 2 \frac{\Phi_0}{\pi} \quad (64)$$

avec  $l_o$ , longueur des résonateurs à  $f_o$ .

La capacité de correction correspondante est donnée [62] par :

$$Capa = Z_t \cdot Y_A^2 \cdot \frac{\sin(\theta_2)}{2\pi \cdot f_o \cdot \Delta^3 + 2\pi \cdot f_o \cdot \Delta \cdot (Z_t \cdot Y_A \cdot \sin(\theta_2))^2} \quad (65)$$

avec :

- $Z_t = \frac{Z_{a1}}{Z_{a1} - (\cos(\theta_1) \cdot M_{12})^2}$  ,  $\theta_2 = \frac{\pi}{2} - \Phi_0$  ,  $\Delta = \frac{1}{\sin(\Phi_0)}$
- $M_{12}$  : couplage entre les doigts 1 et 2.

La capacité à réaliser est considérée comme un carré, de côté  $L_{Capa}$ . Une approximation grossière donne pour dimension :

$$L_{Capa} = \sqrt{\frac{b-t}{2} \cdot \frac{Capa}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r}} \quad (66)$$

avec :

- $b$  : hauteur de la ligne enterrée.
- $t$  : épaisseur de métallisation.
- $\epsilon_0$  : permittivité du vide.
- $\epsilon_r$  : permittivité du diélectrique considéré.

#### IV.B.2.d Impacts des divers éléments constitutifs d'un filtre inter-digité

Dans le cadre d'un filtre physique certains éléments sont rajoutés afin de pouvoir réaliser au mieux le filtre, comme les pieds de barreau, ou d'autres, car incontournables, comme les vias.

##### IV.B.2.d.1° Pieds de barreau

On appelle pied de barreau le décalage introduit entre 2 barreaux afin que l'extrémité de l'un n'empiète pas sur la masse de l'autre :

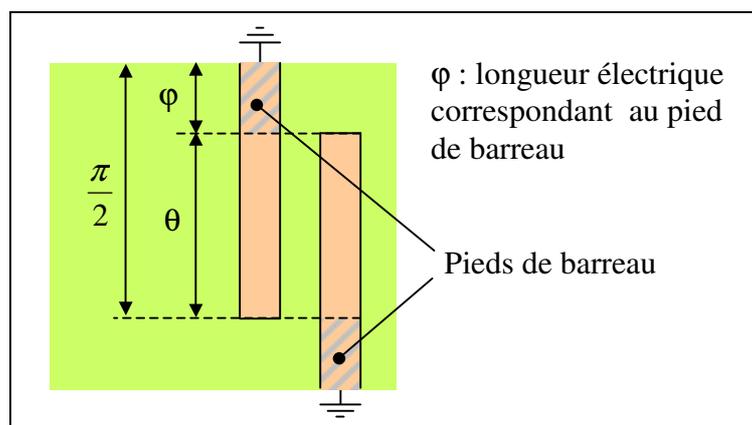


Figure IV-11 : Barreaux décallés, couplés sur une longueur  $\theta$

Ce décalage a pour effet une diminution de la longueur couplée et donc du couplage. Cette diminution est prévisible [54], p778. En effet les barreaux sont assimilables à des

coupleurs quart d'onde couplés sur une longueur assimilable à une longueur électrique  $\theta$  ( $\theta = \pi/2$  si pied de barreau = 0) :

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \varphi \quad \text{et} \quad k_{\text{effectif}}^2 = \frac{k^2 \cdot \sin^2 \theta}{1 - k^2 \cos^2 \theta} \quad (67)$$

$k$  est ici le facteur de couplage pour  $\theta = \pi/2$  et est tel que défini précédemment par les impédances des modes pairs et impairs.

Cette relation prévoit que lorsque  $\theta = 0$ ,  $k_{\text{effectif}} = 0$ , or le couplage n'est pas nul lorsque la longueur de barreau en regard est nulle. Il est cependant mal aisé de déterminer la valeur du couplage résiduel dans cette configuration.

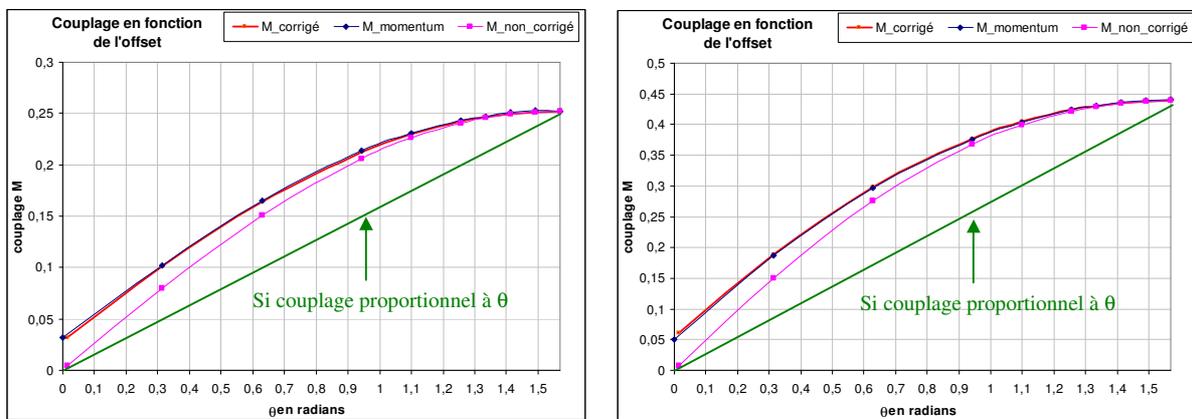


Figure IV-12 : Impact du décalage des lignes en regard pour deux cas tests (valeurs de couplage max différentes) : comparaison du couplage obtenu analytiquement à celui issu de simulations momentum, plus proche de la réalité.

La valeur de correction appliquée pour les calculs de  $k_{\text{effectif}}$  ( $\theta'=0,93 \cdot \theta$ ) est empirique et mériterait un calcul plus précis, en fonction de l'empilage ou de la technologie du filtre par exemple.

Toutefois les longueurs des pieds de barreau dépassent rarement un tiers de la longueur totale afin d'éviter des phénomènes parasites.

#### IV.B.2.d.2° Vias

L'utilisation de vias induit une modification de la fréquence de résonance. Si la modification est difficile à quantifier à l'aide de modèles analytiques simples [67]-[73], les vias peuvent néanmoins être vus comme des selfs supplémentaires qui « augmentent » la longueur équivalente de la ligne dont ils sont la terminaison. La raison de cette complexité

tient également au fait que les vias ne sont pas forcément directement raccordés aux doigts : un plan de masse est généralement introduit afin de diminuer la sensibilité de la future structure aux dispersions d'alignement sur les vias. Ci-dessous plusieurs configurations possibles pour limiter la sensibilité de la structure à la position des vias :

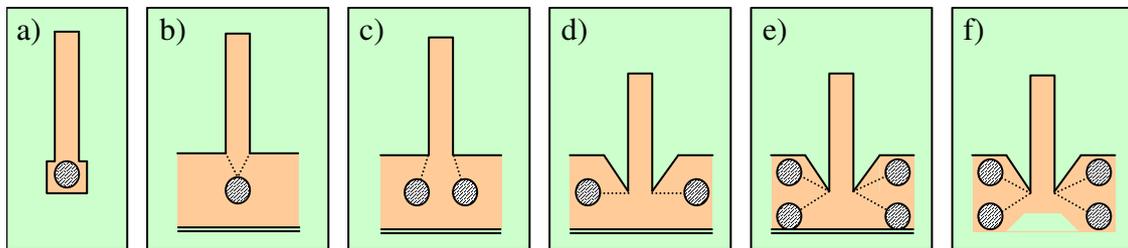


Figure IV-13 : Différentes configurations de vias testées pour des  $\frac{1}{4}$  d'onde. Les doubles barres indiquent la présence d'une 2<sup>o</sup> rangée de vias.

Configurations :	Décalages vias :		
	initial	+ 0.1mm sur le côté	+ de 0.1mm vers le bas
Freq. de résonance conf. a)	9.093 GHz	-27MHz	-193MHz
Freq. de résonance conf. b)	9.080 GHz	-14 MHz	-114 MHz
Freq. de résonance conf. c)	9.013 GHz	+3 MHz	-58 MHz
Freq. de résonance conf. d)	9.104 GHz	+6 MHz	-33 MHz
Freq. de résonance conf. e)	9.105 GHz	+4 MHz	-19 MHz
Freq. de résonance conf. f)	9.104 GHz	+2 MHz	-16 MHz

Figure IV-14 : Tableau récapitulant les fréquences de résonances des diverses configurations de vias

La configuration a) correspond à celle obtenue à l'issue de la plupart des processus de synthèse de filtres inter-digités : la masse au plus près de l'extrémité du barreau. C'est une configuration simple mais aussi très dispersive. La configuration b) introduit un plan de masse : c'est la solution la plus utilisée afin de réduire les effets des dispersions. La configuration c), du fait de ses 2 vias, et donc de la réduction de la self équivalente, permet de limiter encore l'impact des dispersions. Cette solution est généralement trop encombrante pour les inter-digités plans mais est tout à fait adaptée aux inter-digités superposés (cf. chapitre III). Les configurations d), e), et f) sont des configurations étudiées pour diminuer la self équivalente et la répartir au mieux sur l'extrémité du barreau : lorsque les vias sont décalés lors de la fabrication, une compensation s'effectue. Ces configurations sont aussi efficaces qu'elles sont complexes. De plus, elles impliquent une diminution des longueurs de barreaux en regard et donc une diminution du couplage maximum possible. De fait, elles ne peuvent être utilisées que lors de conceptions manuelles.

Suivant le type de configuration et les dimensions choisies l'allongement équivalent résultant n'est pas le même. C'est pourquoi lors de la synthèse des petites corrections peuvent s'avérer nécessaires afin de corriger le décalage introduit par un plan de masse par exemple.

### IV.B.3. Méthode de conception mise en oeuvre

#### IV.B.3.a Filtres inter-digités standards

Afin de tester le processus de synthèse décrit au début du chapitre ainsi que les divers éléments abordés une procédure de synthèse automatique a été réalisée pour les filtres inter-digités standards. Les étapes concernant les matrices de couplage et leur mise en forme sont réalisées par Felo, logiciel fonctionnant sous Matlab écrit à XLIM. L'enchaînement des étapes de la conversion « matrice de couplage vers structure physique » est détaillé ci-dessous :

- Initialisation de la technologie et des contraintes associées (dimensions min/max,...)
- Chargement de la matrice de couplage objectif (MC obj) et dénormalisation. Détermination du nombre de doigts nécessaires.
- Calcul de la largeur des lignes  $50\Omega$ .
- Calcul des longueurs de lignes conformément aux décalages fréquentiels voulus.
- Prise en compte des pieds de barreau  $\Rightarrow$  corrections longueurs.
- Prise en compte vias + plan de masse, considérés comme pieds de barreau supplémentaires (configuration  $b$ )  $\Rightarrow$  corrections longueurs.
- Création d'une table des couplages possibles, i.e. en respectant les dimensions min/max et en tenant compte de la longueur réelle en regard.
- Test :
  - Si la plage couplages réalisables n'englobe pas la plage des couplages demandée, alors la structure ne peut être dimensionnée  $\Rightarrow$  modifications MC nécessaires (par l'utilisateur).
  - Si les couplages sont réalisables, alors la largeur des lignes est la largeur moyenne pour laquelle la gamme de couplage voulue est réalisable.
- Calcul des espacements nécessaires entre lignes pour réaliser chaque couplage.

- Calcul de la position du taper en entrée/sortie.
- Calcul des capacités correspondantes.
- Export du filtre au format DXF.

Remarque : Le format DXF [74] a été utilisé car, contrairement à un format plus axé 3D comme l'IGES, celui-ci était supporté par tous les environnements de simulation électromagnétique utilisés pendant le déroulement de l'étude. De plus ce format est tout à fait compatible de la description couche par couche des structures proposées.

Ci-dessous l'exemple d'un filtre 11 pôles synthétisé (après réglage de l'effet vias+masse) par la méthode décrite précédemment. Le gabarit souhaité est une bande de 4GHz centrée à 10GHz (soit 40% de bande). Le filtre est constitué de deux couches de substrat ayant des  $\epsilon_r$  de 3.55 et de 508 $\mu$ m d'épaisseur. Les pertes sont négligées et les simulations sont réalisées sous Momentum.

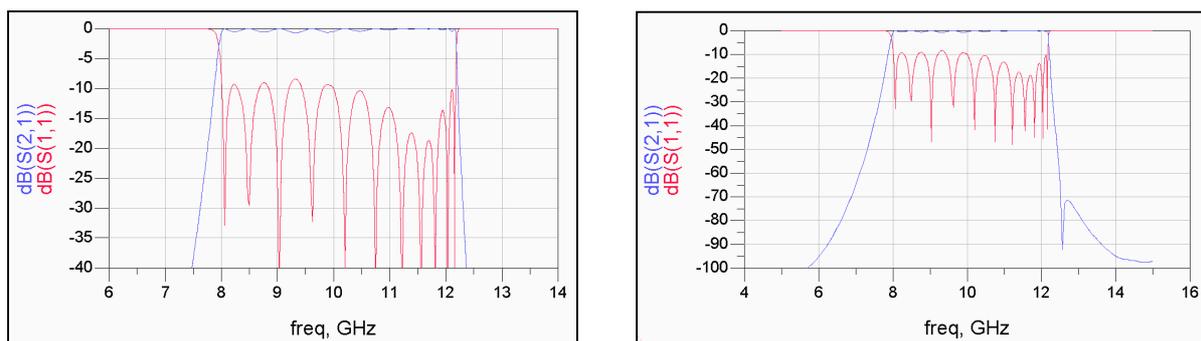


Figure IV-15 : Résultats de la simulation sous Momentum du filtre synthétisé.

Le filtre obtenu présente une mauvaise réflexion dans sa bande passante. Cependant la bande est proche de la bande souhaitée (41% au lieu de 40%). En outre les résultats sont suffisamment corrects pour démarrer une optimisation. A noter également les zéros en bord de bande, induits par des couplages parasites [75],[64], indissociables de ce type de filtre.

Afin de cerner les améliorations qui auraient le plus d'impact sur la conception du filtre une légère optimisation est réalisée sur le premier barreau : seules la position de l'accès et la taille de la capacité sont modifiées :

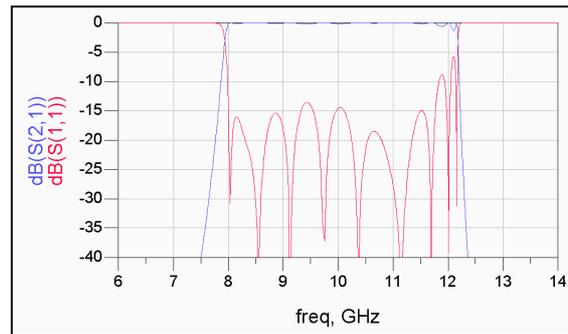


Figure IV-16 : Résultats de la simulation sous Momentum du filtre légèrement modifié.

Il apparaît qu'un modèle plus précis pour la synthèse des accès permettrait d'obtenir un bien meilleur point de départ.

### IV.B.3.b Filtres inter-digités verticaux

L'approche choisie ayant été validée par la création d'une méthode de synthèse pour les filtres inter-digités plans, une version pour les inter-digités verticaux, très similaire, a été élaborée.

Quelques différences néanmoins :

- La configuration c) est adoptée pour les vias.
- Contrairement aux filtres inter-digités classiques, où les barreaux partagent tous la même largeur, dans les VIF les barreaux et les fentes associées diffèrent d'une couche à l'autre. La dimension des fentes est donc fixée à  $w$  afin de réduire les degrés de liberté et ainsi pouvoir construire une gamme des couplages possibles. De plus cette égalité garantit une évolution plus homogène des couplages : elle évite ainsi qu'un couplage  $M_{i,i+1}$  faible soit réalisé par une fente « étroite » associée à un barreau « large » ce qui rendrait difficile la réalisation du couplage  $M_{i-1,i}$  ou du couplage  $M_{i+1,i+2}$ .

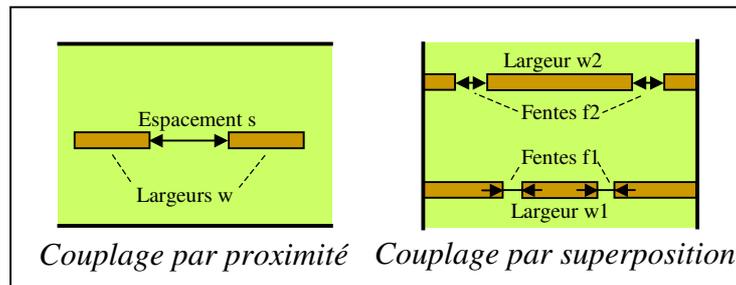


Figure IV-17 : Couplage dans ID classique et couplage dans VIF.

La Figure IV-18 présente un exemple de filtre synthétisé (Empilage de 8 couches de RO4003 de 500 $\mu$ m d'épaisseur) :

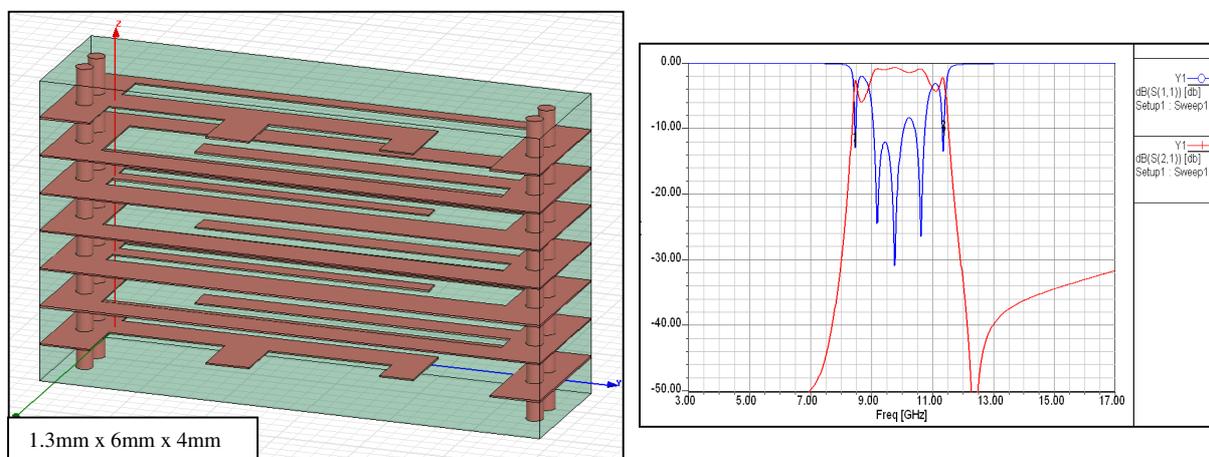


Figure IV-18 : Dimensionnement d'un filtre VIF, 7 pôles, de manière purement analytique.

Aux problèmes déjà mentionnés des accès vient s'ajouter la forte imprécision du modèle analytique. Cependant, une fois encore, le filtre est optimisable. De plus il présente une fréquence centrale et une bande très proches de celles souhaitées.

### IV.B.3.c Conclusion - Généralisation et amélioration des méthodes de synthèse

Les méthodes développées précédemment restent restreintes dans leur champ d'application. Ainsi ces synthèses gagneraient en intérêt si elles pouvaient gérer :

- Les structures à  $\epsilon_r$  inhomogènes (calculs d' $\epsilon_{\text{reff}}$ ).
- Les structures à substrats d'épaisseurs différentes (strip-line avec offset).
- Des accès plus réalistes en intégrant le mélange des modes coplanaire et strip-line.

- Les structures mélangeant couplages adjacents et superposés.

Les méthodes pèchent aussi par manque de précision :

- Sur les couplages accès (dimensionnement de la capacité notamment).
- Sur les impédances des différentes lignes.
- Sur l'estimation des couplages entre barreaux adjacents ou superposés (efforts importants nécessaires sur ces derniers).

Afin de satisfaire à tout ou partie des besoins exprimés ci-dessus, une méthode semi-analytique de calcul des impédances, la RBDM, a été investiguée et est développée dans le chapitre suivant.

## Références bibliographiques du chapitre IV

- [53] **P.F. Combes**  
*Micro-ondes : lignes, guides et cavité*  
Dunod 1996, p147.
- [54] **G.L. Matthaei**  
*Microwave filters, impedance matching networks, and coupling structures*  
McGraw-Hill book company, 1964.
- [55] **E.G. Cristal**  
*Coupled-transmission-line directional couplers with coupled lines of unequal characteristic impedances.*  
G-MTT International Microwave Symposium Digest, vol1, 1966, pp114-119.
- [56] **KC. Gupta, R. Garg et IJ. Bahl**  
*Microstrip lines and slotlines.*  
Artech House Inc., 1979
- [57] **W. Hilberg**  
*From approximations to exact relations for characteristic impedances.*  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol17, 1969.
- [58] **S.B. Cohn**  
*Characteristic impedances of broadside-coupled strip transmission lines.*  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol8, n°6, novembre 1960, pp633-637.
- [59] **S.B. Cohn**  
*Thickness corrections for capacitive obstacles and strip conductors.*  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol8, n°6, novembre 1960, pp638-644.
- [60] **S.B. Cohn**

*Shielded coupled-strip transmission line.*

IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol3, n°5, octobre 1955, pp29-38.

[61] **W.J. Getsinger**

*Coupled rectangular bars between parallel plates.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol10, n°1, janvier 1962, pp65-72.

[62] **S. Caspi et J. Adelman**

*Design of combline and interdigital filters with tapped-line input.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol36, n°4, avril 1988, pp759-763.

[63] **E.G. Cristal**

*Tapped-line coupled transmission lines with applications to interdigital and combline filters.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol23, n°12, décembre 1975, pp1007-1012.

[64] **C. Ernst et V. Postovalko**

*Tapped-line interdigital filter equivalent circuits.*

IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest, juin 1997, pp 801-804.

[65] **J.S. Wong**

*Microstrip tapped-line filter design.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol27, n°1, janvier 1979, pp44-50.

[66] **M. Dishal**

*A simple design procedure for small percentage bandwidth round-rod interdigital filters (correspondence).*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol13, n°5, septembre 1965, pp696-698.

[67] **A.R. Djordjevic et T.K. Sarkar**

*Computation of inductance of simple vias between two striplines above a ground plane (short papers).*

Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol33, n°3, mars 1985, pp265-269.

[68] **M.E. Goldfarb et R.A. Pucel**

*Modeling via hole grounds in microstrip.*

Microwave and Guided Wave Letters, juin 1991, pp135-137.

[69] **P. Kok et D. De Zutter**

*Capacitance of a circular symmetric model of a via hole including finite ground plane thickness (short papers).*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol39, n°7, juillet 1991, pp1229-1234.

[70] **P.A. Kok et D. De Zutter**

*Prediction of the excess capacitance of a via-hole through a multilayered board including the effect of connecting microstrips or striplines.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol42, n°12, décembre 1994, pp2270-2276.

[71] **A.W. Mathis, A.F. Peterson et C.M. Butler**

*Rigorous and simplified models for the capacitance of a circularly symmetric via.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol45, n°10, octobre 1997, pp1875-1878.

[72] **D.G. Swanson Jr**

*Grounding microstrip lines with via holes (short papers).*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol40, n°8, août 1992, pp1719-1721.

[73] **F. Tefiku et E. Yamashita**

*Efficient method for the capacitance calculation of circularly symmetric via in multilayered media.*

Microwave and Guided Wave Letters, septembre 1995, pp305-307.

[74] *Autocad 2008 – DXF reference (v22.1.01)*, Autodesk Inc.

[http://images.autodesk.com/adsk/files/acad\\_dxf0.pdf](http://images.autodesk.com/adsk/files/acad_dxf0.pdf)

[75] **C.-L. REN**

*On the analysis of general parallel coupled TEM structures including nonadjacent couplings*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol17, n°5, mai 1969, pp242-249.



---

# V. Synthèse de filtres à l'aide de la RBDM



## V.A. Introduction - Définition du besoin

Les méthodes de synthèse automatiques ne reposant que sur des modèles analytiques se heurtent à plusieurs écueils pratiques :

- $\epsilon_{\text{eff}}$  : il n'est calculable que pour des configurations spécifiques. Il n'est pas possible de trouver une formulation analytique de l'  $\epsilon_{\text{eff}}$  qui sera valide pour n'importe quel multicouche.
- Calcul d'impédance : à l'instar de l'  $\epsilon_{\text{eff}}$ , les formules de calcul d'impédances sont liées à des configurations spécifiques utilisées dans les formules analytiques classiques [76].
- Calcul de couplage : les formules ne sont connues que pour quelques cas particuliers
- Toujours tenir compte des épaisseurs de métallisation, cela est primordial lorsqu'il s'agit de filtres utilisant des couplages entre bandes métalliques et en particulier dans le cas des inter-digités.

L'objet est donc ici de pouvoir utiliser une méthode de calcul non analytique, de manière intensive et itérative au cœur d'un processus de synthèse et de préférence implémentable simplement sous Matlab. Ceci implique :

- Que la méthode soit relativement simple.
- Qu'elle aboutisse à des calculs rapides afin que son utilisation reste compatible avec l'intérêt d'une synthèse automatique.
- Qu'elle permette d'obtenir la permittivité effective  $\epsilon_{\text{eff}}$ , l'impédance caractéristique  $Z_c$  d'une ligne ou le couplage  $k$  entre 2 lignes, quelles que soient leurs positions et le nombre de couches du substrat ou de métallisations.
- Qu'elle soit générale, i.e. non limitée à un(e) empilage/technologie précis(e) ou à une configuration prédéfinie de couplage.
- Qu'elle soit librement utilisable et non soumise à des licences, ce qui restreindrait trop le déploiement et l'utilisation du code final.

Pour tous ces aspects la RBDM (Rectangular Boundary Division Method) [77] a semblé intéressante, car elle a pour but de calculer l'impédance caractéristique d'une structure multicouche, donnant également l' $\epsilon_{\text{reff}}$  de la structure. Les matrices à inverser sont de petites tailles ce qui permet a priori d'obtenir des temps de calcul compatibles avec une procédure de synthèse itérative. En outre sa mise en œuvre, du moins pour les cas symétriques, est simple. Les autres méthodes possibles (Eléments finis, FDTD, méthode des moments, mode matching method,... [77]), bien que nombreuses, n'ont pas été retenues car elles auraient été plus coûteuses en temps de développement et/ou plus gourmandes en ressources à l'exécution. De plus la RBDM est dédiée au type de problème évoqué ici (calcul d'impédance caractéristique pour une ligne TEM) ce qui n'est pas le cas des méthodes précédentes dont le présent problème ne serait qu'un cas particulier.

## V.B. Méthode implémentée : la RBDM

La RBDM a été introduite au milieu des années 80 par E. Yamashita [78] et a été utilisée pour résoudre divers problèmes de lignes couplées [79],[80]. C'est la formulation originelle, pour structures symétriques, qui sera décrite dans un premier temps avant de donner des exemples de réalisation et de calculs issus de cette méthode restreinte. Bien que l'utilisation de la RBDM n'ait été détaillée que pour des cas symétriques, elle n'est pas fondamentalement liée à une condition de symétrie ; c'est pourquoi, dans un second temps, une généralisation sera proposée et discutée.

### V.B.1. Application de la RBDM à des structures symétriques

#### V.B.1.a Hypothèses et approximations

L'utilisation de la méthode repose sur plusieurs hypothèses :

- La propagation d'une onde de puissance à l'intérieur de la structure à étudier se fait suivant un mode quasi-TEM. L'onde ne se propage que dans une seule direction donc pas de composante transversale pour les champs E et H. La structure sera analysée dans le plan de coupe orthogonal à la direction de propagation de l'onde.
- Les calculs s'effectuent en statique : pas de phase et les potentiels sont constants à la surface d'un conducteur.
- La structure est close (entourée de parois métalliques) et doit être décomposable en régions de permittivité homogène, comprenant 2 à 3 parois métalliques. La structure globale peut présenter des couches de substrat d'  $\epsilon_r$  différents mais ils doivent être constants pour chaque couche (pas d'  $\epsilon_r$  anisotrope).
- Les pertes métalliques et diélectriques sont considérées comme étant nulles.

La méthode consiste à calculer l'énergie électrostatique d'une structure soumise à un(des) potentiel(s) donné(s) puis à en déduire l'impédance caractéristique. Le raisonnement est le suivant :

Pour une ligne quasi-TEM, on peut écrire :

$$\circ Z_c = \sqrt{\frac{L_l}{C_l}} \text{ avec } L_l \text{ inductance linéique et } C_l \text{ capacité linéique de la structure.} \quad (68)$$

$$\circ \epsilon_{r \text{ eff}} = \frac{C_l}{C_{l0}} \text{ avec } C_{l0} \text{ capacité linéique lorsque pour toute région } i, \epsilon_{ri} = 1. \quad (69)$$

L'approximation d'une ligne quasi-TEM induit  $L_l \cong L_{l0}$ , et comme  $L_{l0}.C_{l0} = \frac{1}{c^2}$ ,  $c$  représentant la vitesse de la lumière dans le vide, il s'en suit :

$$Z_c \cong \frac{1}{c \cdot \sqrt{C_{l0} \cdot C_l}} \quad (70)$$

De plus l'énergie électrostatique  $W_e$  peut s'exprimer ainsi :

$$\circ W_e = \frac{1}{2} \cdot C_l \cdot V^2 \text{ avec } V \text{ le potentiel, connu, auquel est soumise la ligne.} \quad (71)$$

Ainsi, 2 calculs de  $W_e$  (un pour connaître  $C_l$ , un autre pour  $C_{l0}$ ) permettent de connaître l'impédance caractéristique  $Z_c$  de la structure à étudier.

Lorsque 2 lignes sont présentes dans une structure, le facteur de couplage  $k$  s'obtient par le calcul de  $Z_{oe}$  et  $Z_{oo}$  qui sont respectivement les impédances caractéristiques de la structure pour les modes pair ( $V_1 = V_2$ ) et impair ( $V_1 = -V_2$ ) du champ électrique.

### V.B.1.b Déroulement du calcul

Le calcul se déroule de la manière suivante :

- Etablissement de la forme analytique de la distribution de potentiel en fonction des conditions aux limites, recours aux séries de Fourier.
- Décomposition des distributions de potentiel aux niveaux des interfaces, calcul des coefficients de Fourier.
- Calcul de l'énergie électrostatique par la formule de Laplace [81].
- Minimisation de l'énergie électrostatique, obtention d'un système dépendant des potentiels aux interfaces.

La résolution de ce système permet alors de connaître le potentiel aux interfaces entre chaque région, l'énergie électrostatique et donc l'impédance caractéristique de la structure.

#### V.B.1.b.1° Etablissement de la forme analytique de la distribution de potentiel.

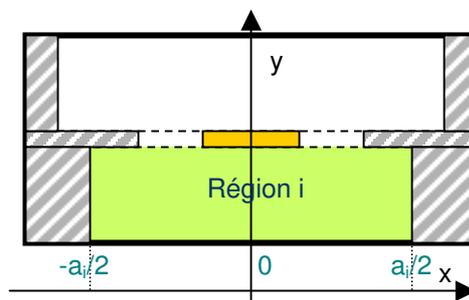


Figure V-1 : Coupe d'une structure symétrique. Cas d'une strip-line.

Pour toutes régions  $i$ , la distribution du potentiel  $\Phi_i$  doit satisfaire à l'équation de Laplace :

$$\nabla^2 \Phi_i = \frac{\partial^2 \Phi_i}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi_i}{\partial y^2} = 0 \tag{72}$$

La forme suivante est solution de l'équation ci-dessus :

$$\Phi_i(x, y) = [c_{1i} \cos(E_i x) + c_{2i} \sin(E_i x)]. [c_{3i} \cosh(E_i y) + c_{4i} \sinh(E_i y)] \tag{73}$$

$E_i, c_{1i}, c_{2i}, c_{3i}$  et  $c_{4i}$  dépendent des conditions limites.

Cette forme étant générale, elle est décomposée en série de Fourier dont les coefficients permettront de représenter la distribution  $\Phi_i$ , dans le même temps les conditions limites induisent certaines simplifications. Afin d'illustrer ce qui précède, le cas de 2 régions représentatives sera détaillé : la première, délimitée par 3 parois métalliques et 1 interface, la seconde par 2 parois métalliques horizontales et 2 interfaces.

Pour la région *a* la description du potentiel suivant l'axe *y* se simplifie pour ne plus tenir compte que du  $\sinh(E_i y)$  qui est nul en  $y=0$ .

La longueur de la région *a* est  $l_a$  et le potentiel est nul sur chaque paroi de la région, donc les modes auront une période multiple de  $\pi/l_a$  et seuls les modes impairs du cosinus seront conservés car maximum en  $x=0$  et nul aux bords.

Pour la région *b*, de longueur  $(l_b - w_b)/2$ , les potentiels ne sont pas tous nuls aux bords : il est égal à *V* sur la paroi de gauche. Donc les modes auront une périodes multiple de  $\pi/(l_b - w_b)$ , et ils sont portés par les modes impairs d'un cosinus décalé en  $x=w_b/2$  ce qui satisfait alors les conditions aux limites.

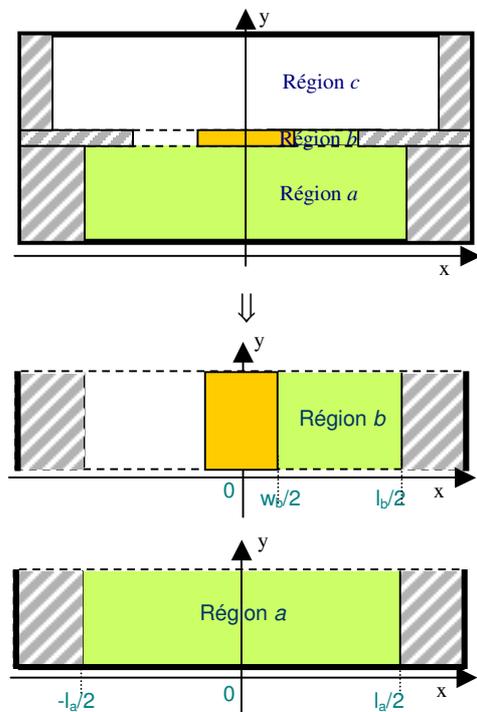


Figure V-2 : 2 régions représentatives.

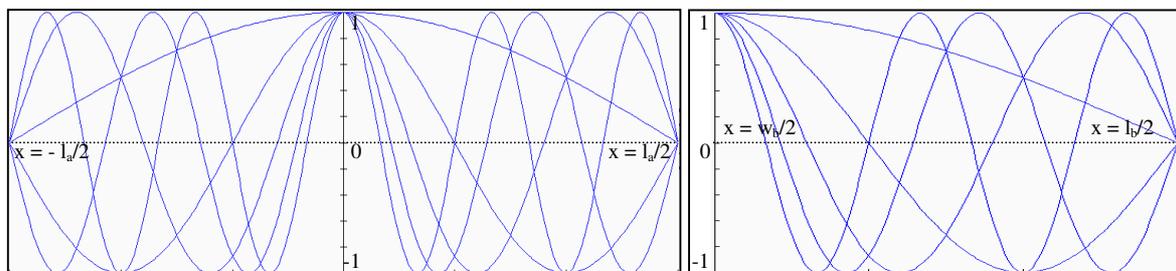


Figure V-3 : Illustration des bases choisies pour la décomposition en série de Fourier de la région *a* et de la région *b* (5 premiers modes)

On note :

$$E_{na} = \frac{n\pi}{l_a} \quad \text{et} \quad E_{nb} = \frac{n\pi}{l_b - w_b} \quad (74)$$

Les formulations des potentiels pour ces régions sont donc :

$$\circ \quad \Phi_a(x, y) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} [A_{na} \sinh(E_{na} \cdot y)] \cdot \cos(E_{na} \cdot x) \quad (75)$$

$A_{na} \sinh(E_{na} \cdot y)$  représente les coefficients de Fourier de  $\Phi_a$ .

$$\circ \quad \Phi_b(x, y) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} [A_{nb} \sinh(E_{nb} \cdot y) + B_{nb} \cosh(E_{nb} \cdot y)] \cos(E_{nb} (x - w_b / 2)) \quad (76)$$

$A_{nb} \sinh(E_{nb} \cdot y) + B_{nb} \cosh(E_{nb} \cdot y)$  représente les coefficients de Fourier de  $\Phi_b$ .

L'étape suivante va permettre d'exprimer  $A_{na}$ ,  $A_{nb}$ ,  $B_{nb}$  en fonction des potentiels.

### V.B.1.b.2° Décomposition des distributions de potentiel au niveau des interfaces

Pour la suite de l'étude la région c est maintenant prise en compte. Les équations régissant  $\Phi_c$  sont quasi identiques à celles de  $\Phi_a$ , les indices 'a' sont remplacés par des indices 'c' et  $\sinh(E_{na} \cdot y)$  devient  $\sinh(E_{nc} \cdot (H - y))$ , avec  $H = h_a + h_b + h_c$ , afin que la distribution soit nulle sur la paroi supérieure.

Les distributions de potentiel, sont ensuite discrétisées aux niveaux des interfaces, donnant alors des fonctions linéaires par morceaux (entre 2 nœuds). Le potentiel au nœud k et à l'interface entre la région a et la région b, sera noté  $p_{abk}$ . Les positions et le nombre des nœuds k sont déterminés par l'utilisateur à l'exception des nœuds 0, 1 et n. De préférence une plus grande densité de nœud est choisie près du bord de la ligne pour mieux décrire le potentiel.

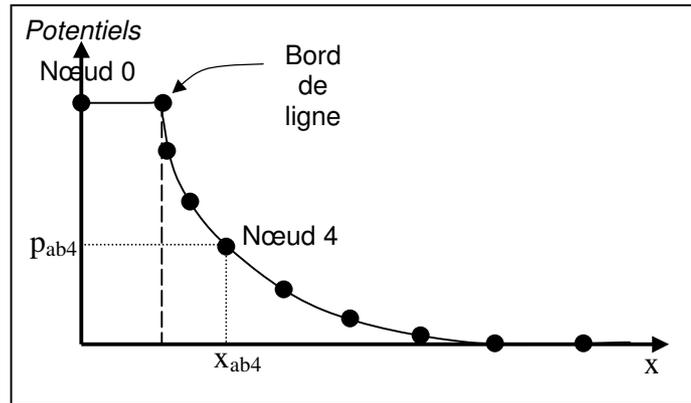


Figure V-4 : Discrétisation du potentiel à l'interface  $ab$

Puisque la distribution de potentiel est continue sur l'intégralité du domaine considéré, à l'interface entre les régions  $a$  et  $b$  l'égalité suivante doit être vérifiée :

$$\Phi_a(x, y_{ab}) = \Phi_b(x, y_{ab}) \text{ avec } y_{ab} \text{ ordonnée de l'interface } ab. \quad (77)$$

La fonction obtenue à l'interface  $ab$  est alors notée  $f_{ab}(x)$ .

La formulation de la distribution de potentiel étant connue, il faut maintenant trouver les coefficients  $A_{na}$ ,  $A_{nb}$ ,  $B_{nb}$  et  $A_{nc}$ , ce qui peut être fait en écrivant ce à quoi sont égaux les coefficients de Fourier :

- Pour la région  $a$  :

$$A_{na} \sinh(E_{na} \cdot y_{ab}) = \frac{2}{l_a} \int_0^{l_a/2} f_{ab}(x) \cdot \cos(E_{na} \cdot x) dx \quad (78)$$

d'où :

$$A_{na} = \frac{2}{l_a \cdot \sinh(E_{na} y_{ab})} \int_0^{l_a/2} f_{ab}(x) \cdot \cos(E_{na} \cdot x) dx \quad (79)$$

- Pour la région  $c$  :

$$A_{nc} \sinh(E_{nc} \cdot (H - y_{bc})) = \frac{2}{l_c} \int_0^{l_c/2} f_{bc}(x) \cdot \cos(E_{nc} \cdot x) dx \quad (80)$$

d'où :

$$A_{nc} = \frac{2}{l_c \cdot \sinh(E_{nc} \cdot (H - y_{bc}))} \int_0^{l_c/2} f_{bc}(x) \cdot \cos(E_{nc} \cdot x) dx \quad (81)$$

- Pour la région  $b$  il faut considérer ses 2 interfaces :

$$A_{nb} \sinh(E_{nb} \cdot y_{ab}) + B_{bn} \cosh(E_{nb} \cdot y_{ab}) = \frac{2}{l_b - w_b} \int_{w_b/2}^{l_b/2} f_{ab}(x) \cdot \cos(E_{nb}(x - w_b/2)) dx \quad (82)$$

$$A_{nb} \sinh(E_{nb} \cdot y_{bc}) + B_{nb} \cosh(E_{nb} \cdot y_{bc}) = \frac{2}{l_b - w_b} \int_{w_b/2}^{l_b/2} f_{bc}(x) \cdot \cos(E_{nb}(x - w_b/2)) dx$$

ce qui donne :

$$A_{na} = \frac{2}{l_a \cdot \sinh(E_{na} y_{ab})} \cdot \sum_{k=1}^{m_{ab}} F_{k1} \cdot p_{abk} \quad , \quad A_{nc} = \frac{2}{l_c \cdot \sinh(E_{nc} \cdot (H - y_{bc}))} \cdot \sum_{k=1}^{m_{bc}} F_{k4} \cdot p_{bck}$$

et

$$A_{nb} = \frac{2}{(l_b - w_b) \cdot \sinh(E_{nb}(y_{bc} - y_{ab}))} \left( \sum_{k=1}^{m_{bc}} \sinh(E_{nb} \cdot y_{bc}) \cdot F_{k3} \cdot p_{bck} - \sum_{k=1}^{m_{ab}} \sinh(E_{nb} \cdot y_{ab}) \cdot F_{k2} \cdot p_{abk} \right)$$

$$B_{nb} = \frac{2}{(l_b - w_b) \cdot \sinh(E_{nb}(y_{bc} - y_{ab}))} \left( - \sum_{k=1}^{m_{bc}} \cosh(E_{nb} \cdot y_{bc}) \cdot F_{k3} \cdot p_{bck} + \sum_{k=1}^{m_{ab}} \cosh(E_{nb} \cdot y_{ab}) \cdot F_{k2} \cdot p_{abk} \right) \quad (83)$$

avec :

$$F_{k1} = \frac{1}{E_{na}^2} \left( \frac{\cos(E_{na} \cdot x_{abk}) - \cos(E_{na} \cdot x_{abk-1})}{x_{abk} - x_{abk-1}} - \frac{\cos(E_{na} \cdot x_{abk+1}) - \cos(E_{na} \cdot x_{abk})}{x_{abk+1} - x_{abk}} \right)$$

$$F_{k4} = \frac{1}{E_{nc}^2} \left( \frac{\cos(E_{nc} \cdot x_{bck}) - \cos(E_{nc} \cdot x_{bck-1})}{x_{bck} - x_{bck-1}} - \frac{\cos(E_{nc} \cdot x_{bck+1}) - \cos(E_{nc} \cdot x_{bck})}{x_{bck+1} - x_{bck}} \right)$$

et

$$F_{k2} = \frac{1}{E_{nb}^2} \left( \frac{\cos(E_{nb} \cdot (x_{abk} - w_b/2)) - \cos(E_{nb} \cdot (x_{abk-1} - w_b/2))}{x_{abk} - x_{abk-1}} - \frac{\cos(E_{nb} \cdot (x_{abk+1} - w_b/2)) - \cos(E_{nb} \cdot (x_{abk} - w_b/2))}{x_{abk+1} - x_{abk}} \right)$$

$$F_{k3} = \frac{1}{E_{nb}^2} \left( \frac{\cos(E_{nb} \cdot (x_{bck} - w_b/2)) - \cos(E_{nb} \cdot (x_{bck-1} - w_b/2))}{x_{bck} - x_{bck-1}} - \frac{\cos(E_{nb} \cdot (x_{bck+1} - w_b/2)) - \cos(E_{nb} \cdot (x_{bck} - w_b/2))}{x_{bck+1} - x_{bck}} \right)$$

$F_{k1}$ ,  $F_{k2}$ ,  $F_{k3}$  et  $F_{k4}$  sont des grandeurs calculables pour des structures définies. Donc le nombre d'inconnues est égal au nombre de nœuds de potentiel aux interfaces. Une fois les  $p_{abk}$  et les  $p_{bck}$  calculés, les coefficients  $A_{na}$ ,  $A_{nc}$ ,  $A_{nb}$  et  $B_{nb}$  (et donc la distribution du potentiel) seront connus.

### V.B.1.b.3° Calcul de l'énergie électrostatique

La formulation de l'énergie électrostatique en fonction de la distribution des potentiels est donnée par [81]:

$$W_e = \frac{1}{2} \sum_i \int_{S_i} \varepsilon_i (\nabla \Phi_i \cdot \nabla \Phi_i) dx dy \quad (84)$$

D'après ce qui précède,  $W_e$  peut également s'écrire :

$$W_e = \sum_{j=1}^{m_{ab}-1} \sum_{k=1}^{m_{ab}-1} 2 \cdot \Lambda_{jk}^{ab-ab} \cdot p_{abj} p_{abk} - \sum_{j=1}^{m_{ab}-1} \sum_{k=1}^{m_{bc}-1} 4 \cdot \Lambda_{jk}^{ab-bc} \cdot p_{abj} p_{bck} + \sum_{j=1}^{m_{bc}-1} \sum_{k=1}^{m_{bc}-1} 2 \cdot \Lambda_{jk}^{bc-bc} \cdot p_{bcj} p_{bck} \quad (85)$$

avec les coefficients  $\Lambda_{jk}^{ab-ab}$ ,  $\Lambda_{jk}^{ab-bc}$  et  $\Lambda_{jk}^{bc-bc}$  définis tels que :

$$\begin{aligned} \Lambda_{jk}^{ab-ab} &= \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \left( E_{na} \cdot \frac{\varepsilon_a \cdot F_{j1} \cdot F_{k1}}{l_a \cdot \tanh(E_{na} \cdot h_a)} + E_{nb} \cdot \frac{\varepsilon_b \cdot F_{j2} \cdot F_{k2}}{(l_b - w_b) \cdot \tanh(E_{nb} \cdot h_b)} \right) \\ \Lambda_{jk}^{ab-bc} &= \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \left( E_{nb} \cdot \frac{\varepsilon_b \cdot F_{j2} \cdot F_{k3}}{(l_b - w_b) \cdot \tanh(E_{nb} \cdot h_b)} \right) \\ \Lambda_{jk}^{bc-bc} &= \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \left( E_{nb} \cdot \frac{\varepsilon_b \cdot F_{j3} \cdot F_{k3}}{(l_b - w_b) \cdot \tanh(E_{nb} \cdot h_b)} + E_{nc} \cdot \frac{\varepsilon_c \cdot F_{j4} \cdot F_{k4}}{l_c \cdot \tanh(E_{nc} \cdot h_c)} \right) \end{aligned} \quad (86)$$

#### V.B.1.b.4° Minimisation de l'énergie électrostatique

L'énergie électrostatique est ensuite minimisée :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial W_e}{\partial p_{abk}} = 0 \text{ avec } p_{abk}, \text{ potentiel au nœud } k \text{ pour l'interface entre } a \text{ et } b. \\ \frac{\partial W_e}{\partial p_{bcj}} = 0 \text{ avec } p_{bcj}, \text{ potentiel au nœud } j \text{ pour l'interface entre } b \text{ et } c. \end{array} \right. \quad (87)$$

ce qui donne le système :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{j=1}^{m_{ab}} \Lambda_{k_i j}^{ab-ab} \cdot p_{abj} - \sum_{j=1}^{m_{bc}} \Lambda_{k_i j}^{ab-bc} \cdot p_{bcj} = 0 \text{ pour } k_i = 1 \text{ à } m_{ab}. \\ \sum_{j=1}^{m_{bc}} \Lambda_{j k_i}^{bc-bc} \cdot p_{bcj} - \sum_{j=1}^{m_{ab}} \Lambda_{j k_i}^{ab-bc} \cdot p_{abj} = 0 \text{ pour } k_i = 1 \text{ à } m_{bc}. \end{array} \right. \quad (88)$$

Les potentiels aux nœuds 1 et  $m_{ab}$  ou  $m_{bc}$  sont connus. Ils viennent donc au second membre :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{j=2}^{m_{ab}-1} \Lambda_{k_1 j}^{ab-ab} \cdot p_{abj} - \sum_{j=2}^{m_{bc}-1} \Lambda_{k_1 j}^{ab-bc} \cdot p_{bcj} = -\Lambda_{k_1 j}^{ab-ab} \cdot p_{ab1} + \Lambda_{k_1 j}^{ab-bc} \cdot p_{bc1} - \Lambda_{k_1 j}^{ab-ab} \cdot p_{abm_{ab}} + \Lambda_{k_1 j}^{ab-bc} \cdot p_{bcm_{bc}} \\ \text{pour } k_1 = 1 \text{ à } m_{ab}. \\ \sum_{j=2}^{m_{bc}-1} \Lambda_{jk_1}^{bc-bc} \cdot p_{bcj} - \sum_{j=2}^{m_{ab}-1} \Lambda_{jk_1}^{ab-bc} \cdot p_{abj} = -\Lambda_{jk_1}^{bc-bc} \cdot p_{bc1} + \Lambda_{jk_1}^{ab-bc} \cdot p_{ab1} - \Lambda_{jk_1}^{bc-bc} \cdot p_{bcm_{bc}} + \Lambda_{jk_1}^{ab-bc} \cdot p_{abm_{ab}} \\ \text{pour } k_1 = 1 \text{ à } m_{bc}. \end{array} \right. \quad (89)$$

Dans ce système, les inconnues sont les potentiels  $p$  des premiers membres. Les autres coefficients sont déterminés par la structure (périodicités des fonctions) ou par l'utilisateur ( $N$  maximum pour la décomposition en série de Fourier).

La résolution du système permet donc d'obtenir les potentiels, mais aussi l'énergie électrostatique et donc la capacité linéique de la structure ainsi que son impédance par les relations vues en préambule.

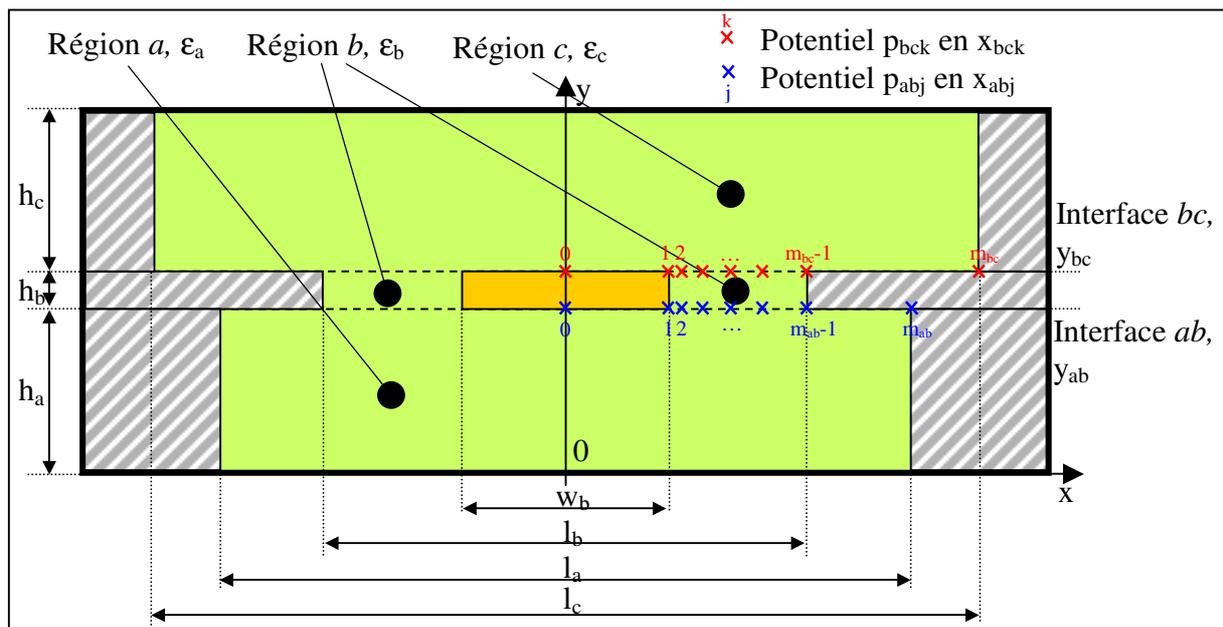


Figure V-5 : Schéma regroupant les diverses données géométriques pour la structure prise traitée en exemple

### V.B.1.c Exemple de réalisation : lignes symétriques simples

Dans un premier temps, le code de calcul se limite aux lignes symétriques et donc aux calculs sur des demi-structures. La nature symétrique des structures permet d'effectuer les calculs sur des demi-régions. Plusieurs lignes simples ont été traitées à partir de [77].

Pour les comparaisons on considèrera que le logiciel HFSS est la source la plus proche de la réalité puisqu'il présente, contrairement aux formulations théoriques, les mêmes contraintes de structure close que la RBDM.

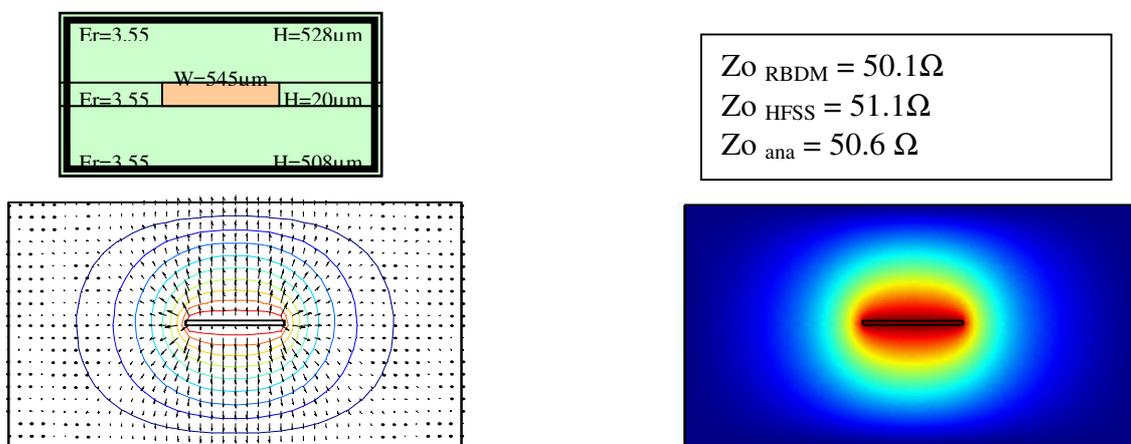


Figure V-6 : Ligne stripline : Impédances, champ électrique (RBDM) et distribution de potentiel (RBDM).

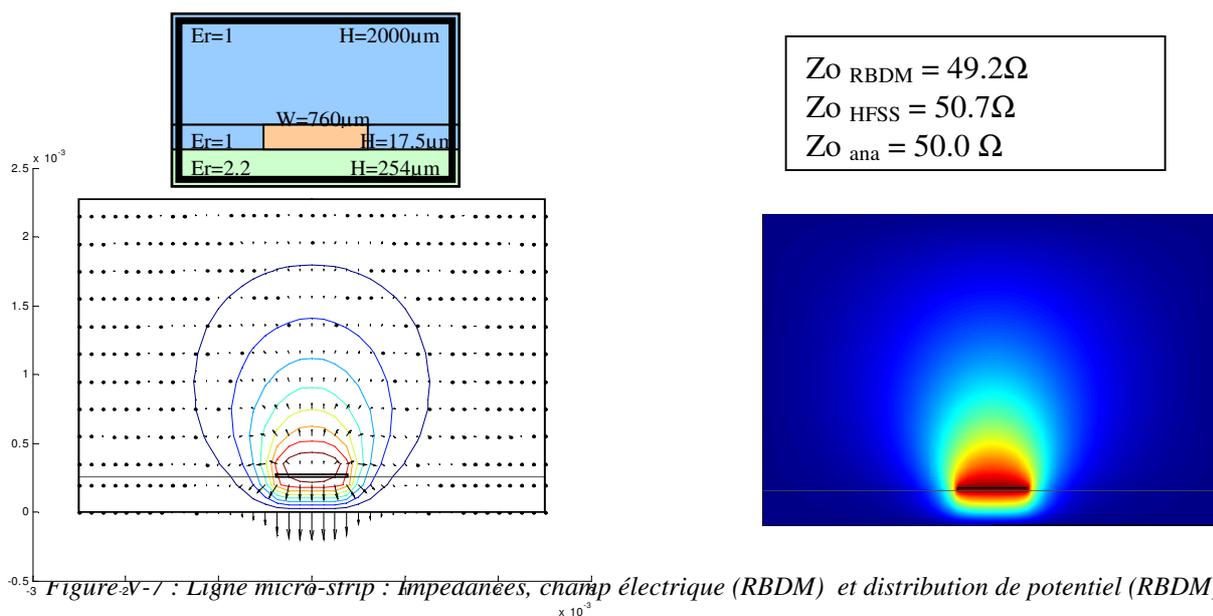


Figure V-7 : Ligne micro-strip : Impédances, champ électrique (RBDM) et distribution de potentiel (RBDM).

Les impédances données par la RBDM sont très proches des impédances attendues (différences de 2 à 3%) pour des temps de calculs relativement faibles. Ces résultats sont

encourageants pour la suite car ils valident la RBDM comme méthode de calcul pour les impédances de lignes diverses. La méthode est en outre relativement précise, intégrable à un processus de synthèse, tient naturellement compte des épaisseurs de métallisation, et reste valide pour des substrats d' $\epsilon_r$  et d'épaisseurs différentes. Qu'en est-il pour les lignes couplées ?

### V.B.1.d Exemple de réalisation : lignes symétriques couplées superposées

Le code créé pour les exemples précédents a été adapté pour tenir compte de structures intégrant des lignes superposées. Le processus mis en jeu ici est proche de celui traité dans [79]. Ce code, développé pour traiter les lignes superposées symétriques, est celui utilisé pour la procédure de synthèse des filtres VIF.

Le filtre présenté ci-dessous, Figure V-8, a été synthétisé avec les mêmes spécifications que celui du chapitre précédent, Figure IV-18. Cette fois, la RBDM est utilisée pour affiner les calculs sur les lignes  $50\Omega$ , les couplages entre barreaux et le calcul des capacités aux accès :

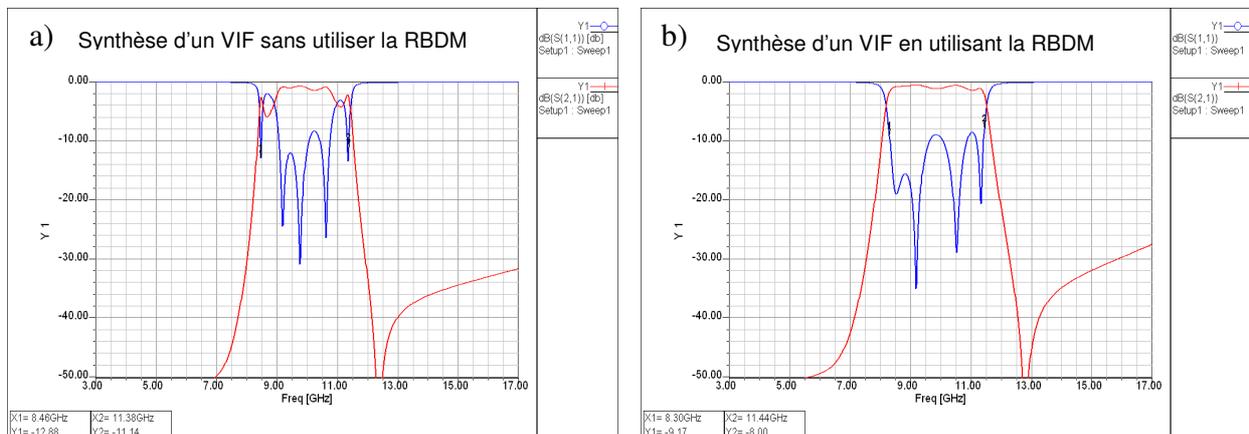


Figure V-8 : Réponses de VIF, synthétisés sans ( a ) et avec( b ) utilisation de la RBDM.  
Dimensions : a) 1.3mm x 6mm x 4mm et b) 1.7mm x 6mm x 4mm

Si le filtre de gauche était déjà optimisable, un résultat correct ne pouvait être atteint en une seule itération de la méthode d'optimisation. Avec la RBDM, le filtre résultant constitue un bien meilleur point de départ et une itération seulement de la méthode d'optimisation sera nécessaire contre deux (ou plus) auparavant, ce qui constitue un énorme gain de temps. Cela est principalement dû à une meilleure approximation des couplages aux accès et des

couplages au sein de la structure (Des efforts peuvent encore être faits pour le calcul de la dimension de la capacité).

L'implémentation de la RBDM telle que présentée dans [77] et [79], donc pour des cas symétriques, a permis d'obtenir des résultats encourageants :

- Calcul d'impédances de lignes strip-lines, de lignes micro-strip, simples, avec des substrats d'épaisseurs, d' $\epsilon_r$  différents et en tenant compte des épaisseurs de métallisation. Ce calcul est utilisé pour affiner les dimensions des lignes  $50\Omega$ .
- Calculs de couplages entre lignes superposées, pour des substrats de même  $\epsilon_r$  et épaisseur. Cette dernière limitation est plus due à une limitation de l'implémentation réalisée que de la méthode elle-même.

Cependant :

- L'objectif était de pouvoir traiter plusieurs couches de substrat superposées entre deux conducteurs métalliques (influence d'une couche de colle entre deux substrats par exemple), ce qui n'est pas réalisable avec la méthode décrite.
- Les lignes couplées, adjacentes ne peuvent être traitées par la méthode décrite puisque l'application de potentiels différents n'est pas possible pour un cas symétrique (il y a une ligne de chaque côté de la ligne de symétrie).
- Les cas dissymétriques ne sont pas gérés, c'est une des restrictions inhérentes aux approximations choisies pour simplifier le problème et l'étude de la RBDM.

Pour ces raisons et afin de traiter réellement une grande diversité de structures, une formulation plus générale pour la RBDM a été investiguée.

## V.B.2. Application de la RBDM à des structures générales

Le code obtenu précédemment permet de traiter des lignes simples et le couplage entre lignes simples superposées mais ne permet pas de déterminer l' $\epsilon_{r,eff}$  pour un empilage quelconque (seulement dans le cas d'une micro-strip), ni de calculer un couplage entre deux lignes juxtaposées : une formulation plus générale est donc nécessaire.

Le déroulement des calculs est très similaire à ce qui précède, cependant, pour des structures non symétriques à n couches de substrat, la description de la fonction potentiel par la seule décomposition en série de Fourier, telle qu'effectuée précédemment, n'est plus suffisante. Une fonction  $\varphi_{oi}(x, y)$  est alors introduite [77] en même temps que la fonction cosinus est remplacée par la fonction sinus : le sinus assure une décomposition en série de Fourier en considérant  $\Phi_i - \varphi_{oi}$  nul aux extrémités de la structure,  $\varphi_{oi}(x, y)$  permet alors d'obtenir le bon potentiel aux limites pour chaque région i.

La formulation sera la suivante :

$$\Phi_i(x, y) = \varphi_{oi}(x, y) + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{in} \sinh(E_{in} y) + B_{in} \cosh(E_{in} y)) \sin(E_{in} (x - c_i))$$

$$\text{ou encore :} \quad \Phi_i(x, y) = \varphi_{oi}(x, y) + \varphi_{li}(x, y)$$

avec : (90)

$$E_{in} = \frac{n\pi}{a_i - c_i}$$

$a_i$  : abscisse du côté gauche de la région.

$c_i$  : abscisse du côté droit de la région.

Cependant, toute formulation n'est pas possible pour  $\varphi_{oi}(x, y)$ . En effet, certaines conditions doivent être respectées comme la continuité de  $\varphi_{oi}(x, y)$ , quels que soient x et y (condition de Dirichlet) et notamment aux interfaces, ou l'égalité des dérivées de  $\varphi_{oi}(x, y)$  en y de chaque côté des interfaces mises en jeu (condition de Neumann). La seconde condition est a priori satisfaite par la minimisation de l'énergie électrostatique, la première le sera par le choix d'une fonction continue décrite par morceaux. Cela impose de définir des sous-régions j et de définir  $\varphi_{oij}(x, y)$  pour chacune des sous-régions à définir. Pour plus de facilité, et de par la nature du problème, les sous-régions seront uniquement rectangulaires.

$\varphi_{oij}(x, y)$  doit être connu pour chaque domaine ij, ce qui conduit à lui fixer une équation dont les coefficients seront calculés en fonction des données de la structure : les potentiels aux 4 coins de chaque sous-région ij.

Ainsi, la formule  $\varphi_{oij}(x, y) = (a_{ij}^1 \cdot x + bi_j^1) \cdot (a_{ij}^2 \cdot y + bi_j^2)$  permet de décrire un potentiel qui, en choisissant correctement les conditions de raccord entre les diverses régions et sous-régions, sera continu sur l'intégralité du domaine de résolution.

Afin d'établir  $\varphi_{oij}(x, y)$ , on lui préférera la forme équivalente suivante :  $\varphi_{oij}(x, y) = A \cdot x \cdot y + B \cdot x + C \cdot y + D$ . Ainsi, si les 4 potentiels aux sommets du rectangle sont connus, on peut très simplement calculer les coefficients A, B, C, D :

$$\begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \cdot y_1 & x_1 & y_1 & 1 \\ x_2 \cdot y_2 & x_2 & y_2 & 1 \\ x_3 \cdot y_3 & x_3 & y_3 & 1 \\ x_4 \cdot y_4 & x_4 & y_4 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} \quad (91)$$

où les  $V_k$  représentent les potentiels aux points k.

La résolution du système (91) permet de connaître A, B, C et D et donc le potentiel  $\varphi_{oij}(x, y)$ .

Lorsque le potentiel au point k n'est pas connu, une interpolation linéaire suivant l'axe x est réalisée. Outre la satisfaction des conditions de raccord, l'interpolation linéaire garantit de ne pas faire apparaître d'artéfacts gênants pour le calcul des potentiels.

De plus,  $\frac{\partial \varphi_{oij}(x, y)^2}{\partial x^2}$  et  $\frac{\partial \varphi_{oij}(x, y)^2}{\partial y^2} = 0$ , donc l'équation de Laplace reste respectée.

Le code effectuant le calcul de  $\varphi_{oij}(x, y)$  a pu être correctement implémenté comme le montre la Figure V-9.

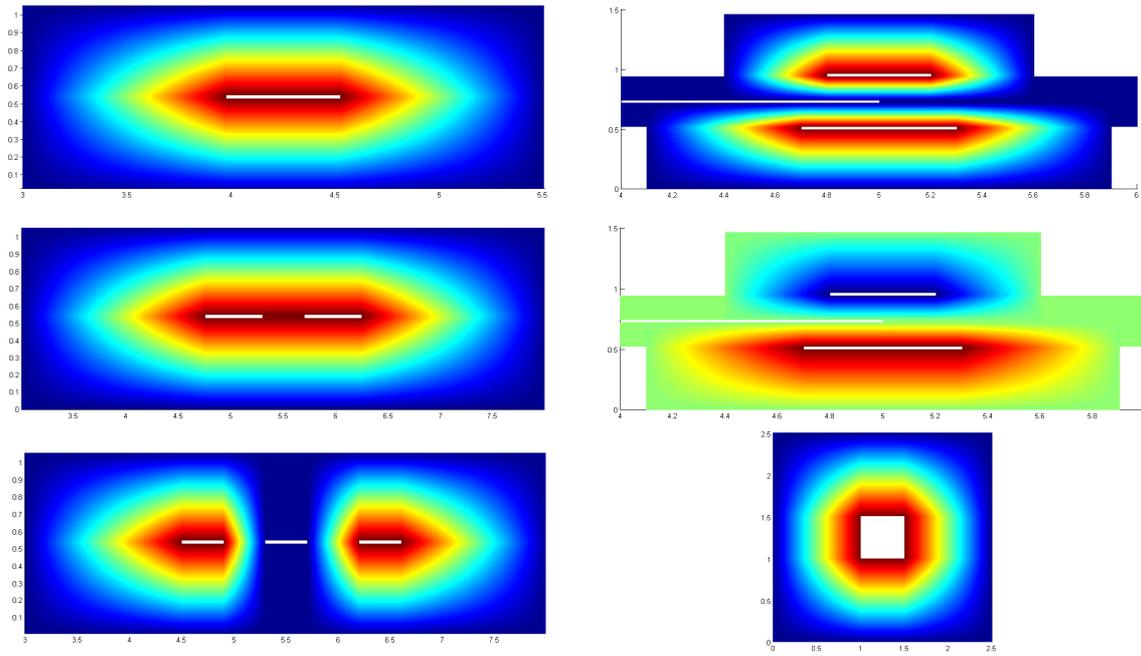


Figure V-9 : Exemples de calculs du potentiel  $\varphi_{oij}(x, y)$  pour diverses structures couplées ou non. Les zones de couleur chaudes indiquent les potentiels les plus élevés.

La formulation de l'énergie électrostatique en fonction de la distribution des potentiels s'en trouve modifiée et devient :

$$W_e = \sum_i \int_{S_i} \frac{\epsilon_i}{2} \left( \frac{\partial^2 \varphi_{1i}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi_{1i}}{\partial y^2} \right) dx.dy - \int_{S_i} \epsilon_i \left( \frac{\partial \varphi_{1i}}{\partial x} + \frac{\partial \varphi_{1i}}{\partial y} \right) \cdot \left( \frac{\partial \varphi_{0i}}{\partial x} + \frac{\partial \varphi_{0i}}{\partial y} \right) dx.dy \quad (92)$$

Pour le calcul des coefficients de Fourier,  $\tilde{p}_k$  est alors substitué à  $p_k$  et  $\tilde{p}_k = p_k - \phi_{0ij}(x_k)$ .

Cependant, aucune formulation pour  $W_e$ , similaire à celle de l'équation (85), n'a été obtenue, les coefficients  $\Lambda_{ij}^{ab-bc}$  ne pouvant être correctement déterminés. Vraisemblablement, la séparation des régions en sous-régions et la création d'un  $\varphi_{oij}(x, y)$  dont l'expression dépend de i et j contrairement à  $\varphi_{1i}(x, y)$  qui n'existe que pour une région i pose des problèmes pour la formulation de  $W_e$ .

Aucune implémentation permettant de résoudre les cas tests présentés Figure V-9 n'a pu être réalisée et la formulation générale de la RBDM n'a pu aboutir.

## V.C. Conclusion

Bien qu'aucune formulation générale pour la RBDM n'ait été obtenue, il n'en a pas moins été réalisé une formulation symétrique, apte à résoudre les cas simples et une méthode de synthèse en bénéficiant a pu être ainsi établie. Les bénéfices apportés sont nettement visibles pour un surcoût en temps de calcul minime puisque les matrices à inverser sont de petites dimensions.

Cependant, à l'aide d'une formulation générale pour la RBDM (ou toute autre méthode équivalente permettant de déterminer les couplages entre les diverses lignes de structures complexes) le processus de dimensionnement complet d'un filtre inter-digité pourrait être le suivant :

- Détermination de la fonction de filtrage adéquate et obtention de la matrice objectif. Cette étape est déjà réalisée dans la méthode actuelle.
- Interface liant technologie (empilage) et position des pôles permettant la création d'un fichier décrivant la structure et ses variables géométriques. Cette interface n'est pas utilisée actuellement mais existe et serait parfaitement adaptable à la méthode évoquée.
- Correction de la matrice de couplage en fonction des pieds de barreau, des vias, etc. Ce processus fait partie intégrante de la méthode actuelle, même s'il peut être encore amélioré (avec de meilleurs modèles pour les décalages introduits par les vias).
- Premier dimensionnement, en analytique, extrêmement approximatif, en utilisant les formules analytiques disponibles dans le Matthei.
- Optimisations successives pour chaque couplage, sur un minimum de variables géométriques, en tenant compte des impératifs de dessin (gaps et largeurs minimum par exemple) : à partir de cette étape une formulation générale et fonctionnelle de la RBDM est requise.
- Optimisation globale sur la structure complète pour que tous les couplages soient satisfaits.
- Une éventuelle étape d'estimation des couplages parasites qui serait suivie d'une optimisation par rapport à la réponse attendue pour la structure.

- Sorties : un fichier DXF contenant la description de la structure obtenue et un fichier avec paramètres géométriques de la structure pour un aperçu en 3D dans un programme tiers. La méthode actuelle réalise déjà des exportations au format DXF, il ne s'agirait donc que d'une adaptation à un cas plus général.

Ce processus de dimensionnement permettrait de concevoir un grand nombre de structures à base de résonateurs inter-digités en sens inverse et permettrait d'obtenir une méthode de synthèse plus générale dont le dimensionnement des VIF ne serait qu'un cas particulier.

---

## Références bibliographiques du chapitre V

[76] **G.L. Matthaei**

*Interdigital band-pass filters.*

IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, novembre 1962.

[77] **E. Yamashita**

*Analysis methods for EM wave problems volume 2.*

Artech House, 1996.

[78] **E. Yamashita, B.Y. Wang, K. Atsuki et K.R. Li**

*Effects of side-wall grooves on transmission characteristics of suspended strip lines.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol33, n°12, décembre 1985, pp1323-1328.

[79] **E. Yamashita, M. Nakajima et K. Atsuki**

*Analysis method for generalized suspended strip lines.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol34, n°12, décembre 1986, pp1457-1463.

[80] **T. Ishakawa et E. Yamashita**

*Low crosstalk characteristics of buried microstrip lines.*

IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest, 1995, pp853-856.

[81] **R.E. Collin**

*Field theory of guided waves 2<sup>nd</sup> edition.*

IEEE Press, p12.



---

# VI. Validation expérimentale pour des structures de référence



## VI.A. Introduction

Dans les chapitres précédents, des structures ont été exposées, des méthodes ont été détaillées : ce chapitre se consacre à leur validation par la réalisation et la mesure d'une maquette comportant différentes structures.

Cette étape est cruciale car la validation des approches précédentes et l'estimation de la précision des simulations réalisées, permettront de rectifier, si nécessaire, les processus de conception et de simulation, avant de considérer l'étude de structures plus complexes et plus ambitieuses.

## VI.B. Conception des structures de référence

### VI.B.1. Choix des structures

Certaines configurations et expérimentations de couplage ont parfois mis en évidence les limitations de tel ou tel outil de simulation électromagnétique : il est donc nécessaire de valider les méthodes de caractérisation des couplages qui ont été employées ainsi que les structures élémentaires déduites avant de passer à des structures plus complexes. Des structures simples, représentatives des divers types de filtres envisagés (FIF et VIF notamment), ont donc été sélectionnées :

- **Filtre inter-digité vertical** : ce design pratique va permettre de mieux cerner les contraintes d'intégrations réelles liées à ce type de filtre.
- **Triplet avec zéro à droite et triplet avec zéro à gauche** : ces deux triplets permettront de démontrer la possibilité de créer et contrôler des zéros avec des inter-digités, et notamment de valider les identifications réalisées concernant les couplages et leur signe en particulier. Comme précisé dans le chapitre III, les triplets

sont des structures intéressantes pour vérifier le signe et l'importance d'un couplage ainsi que d'éventuels couplages parasites et cela même si les dispersions sont fortes ou les couplages mal estimés.

- **Quadruplet** : le quadruplet a pour but de démontrer la possibilité de réaliser des filtres inter-digités repliés.

Les filtres prévus ne dépasseront donc pas 4 pôles : ce choix s'explique par la nécessité de pouvoir tirer les enseignements d'éventuels désaccords entre conception/simulation et mesures ce qui serait beaucoup plus ardu avec des structures plus complexes.

## VI.B.2. Choix de la technologie

Pour des raisons de facilité d'accès à la filière LTCC la technologie de VTT a été retenue.

La maquette est composée de 10 couches identiques de Ferro A6-S avec les caractéristiques suivantes :

- $\epsilon_r$  : 5.9,  $\tan\delta$  : 0.0012, épaisseur de  $99\mu\text{m}$  après frittage [82].
- Diamètre des vias :  $100\mu\text{m}$  (diamètres de 100, 150 ou  $200\mu\text{m}$  possibles [83]).
- Epaisseurs de métallisation non renseignées dans [82] et [83]. Pour les simulations la valeur de  $10\mu\text{m}$  a été retenue : une épaisseur supérieure à  $10\mu\text{m}$  semble trop épaisse par rapport à la hauteur individuelle de chaque couche et une épaisseur très inférieure à  $10\mu\text{m}$  entraînerait des pertes supplémentaires liées à l'épaisseur de peau.
- Largeur et gap minimum pour un conducteur :  $150\mu\text{m}$  [83].

Ce dernier point néanmoins constitue plus une recommandation qu'un interdit absolu puisqu'il existe un procédé lignes fines [82] permettant de descendre à des finesses de gravure inférieure. Néanmoins afin d'anticiper d'éventuels problèmes le nombre et la longueur des lignes et de gaps inférieurs à  $150\mu\text{m}$  seront réduits au strict nécessaire.

Il a néanmoins été difficile d'obtenir les tolérances associées à ces valeurs nominales :

- Un document traitant des fabricants de substrats pour la filière LTCC [84] donne :  $\epsilon_r = 5.9 \pm 3.4\%$ , épaisseur =  $99\mu\text{m} \pm 7\%$ .

- [85] indique des dispersions de  $\pm 5\mu\text{m}$  pour une ligne d'une largeur de  $200\mu\text{m}$  et une dispersion de  $\pm 9\mu\text{m}$  pour un gap entre deux lignes de  $75\mu\text{m}$ . Après contact avec VTT, une valeur de  $\pm 10\mu\text{m}$  pour des lignes et gaps de  $150\mu\text{m}$  nous a été communiquée.
- Pas de données sur les dispersions d'alignement (elles sont typiquement de l'ordre de  $50\mu\text{m}$  en filière organique séquentielle ou Smart Via).

### VI.B.3. Conception des filtres

Bien que les structures doivent être adaptées à l'intégralité de la bande 2-20 GHz les 4 filtres sont conçus en bande X : c'est un compromis entre leur comportement à « haute » fréquence et la nécessité de pouvoir mesurer le comportement hors bande des filtres et leur adéquation avec ce que prédisent les simulations EM.

Pour les structures présentées, les dimensionnements ont été effectués sur des modèles simplifiés (non présentés) et les optimisations finales ont été réalisées sur des modèles plus réalistes représentant un compromis entre précision et temps de calcul.

- Filtre inter-digité vertical (VIF) :

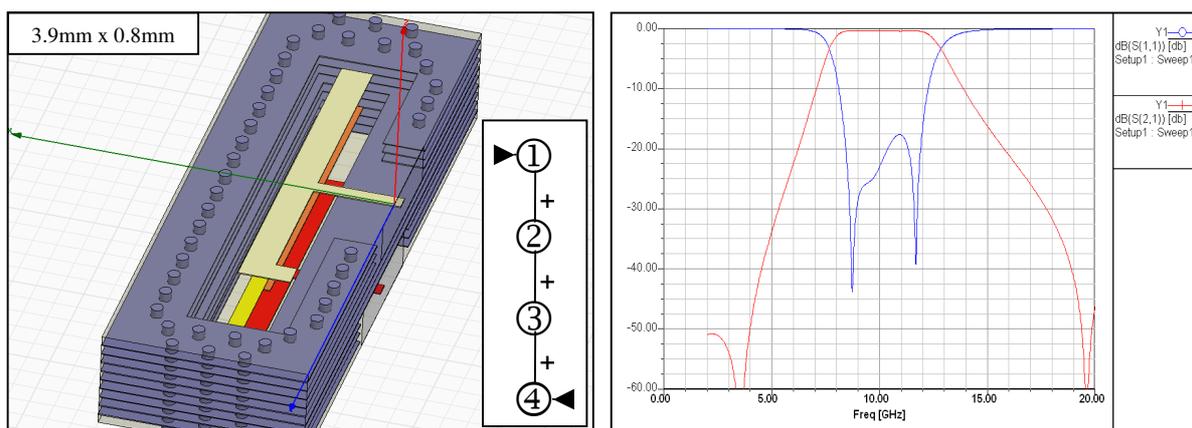


Figure VI-1 : Filtre inter-digité vertical à 4 pôles : topologie, aperçu en 3 dimensions et réponse associée.

Le nombre de couches étant limité, les épaisseurs de substrat entre chaque doigt ont été fixées à  $200\mu\text{m}$ . La gamme des couplages possibles est en conséquence élevée. De fait c'est un filtre large bande (35% de bande) avec 4 pôles qui a été synthétisé. Ce filtre a pour

dimensions 3.9mm x 0.8mm : à titre de comparaison, un inter-digité standard, strip-line, nécessiterait une épaisseur totale minimum de 0.7mm pour des dimensions d'environ 1.7mm x 3.8mm afin de réaliser une réponse similaire, soit plus du double en surface et 1.5 fois le volume du VIF. En outre si le nombre de pôle augmente, la surface requise par le VIF ne variera pas, contrairement à celle d'un inter-digité standard.

De chaque côté du filtre apparaît un zéro : ces zéros sont dus aux couplages négatifs parasites, faibles, toujours présents dans les structures inter-digitées.

- Triplet avec zéro à droite :

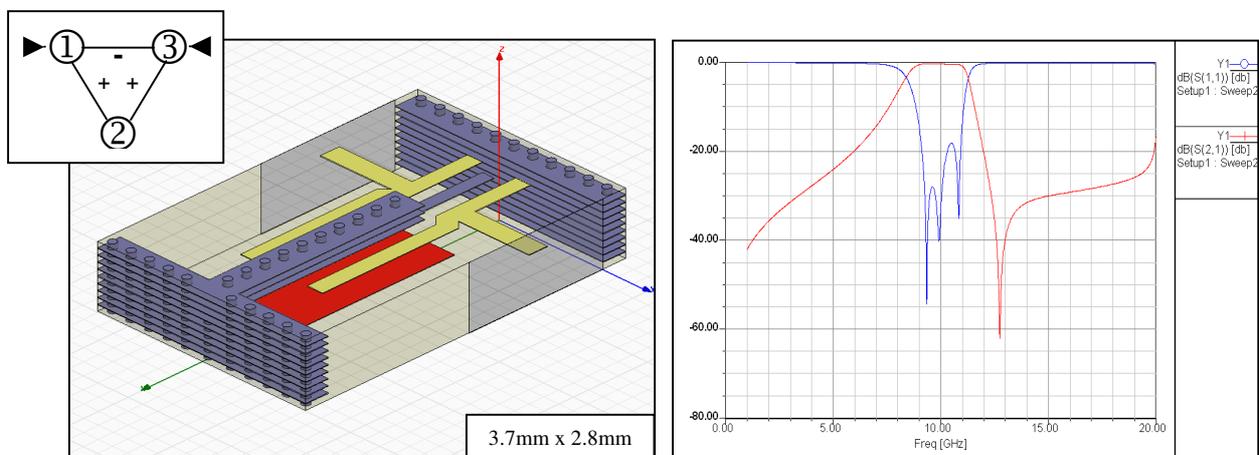


Figure VI-2: Triplet avec zéro à droite : Topologie, aperçu en 3 dimensions et réponse associée.

Ce triplet est réalisé par l'association de deux couplages positifs avec un couplage négatif. Afin d'obtenir un zéro proche de la bande et ainsi contribuer à la sélectivité du filtre, les gaps entre lignes et plan de masse sont fixés au minimum ( $150\mu\text{m}$ ), de plus, les lignes forment un coude afin que les pieds de barreau soient le plus proche possible de la languette  $\lambda/12$  afin de maximiser le couplage, tout en respectant l'espacement minimum prescrit.

La structure utilisée pour réaliser le couplage négatif ramène une résonance parasite en haut de bande. Cette prédiction sera intéressante à vérifier, ou à infirmer, lors des mesures.

La réponse du filtre n'étant pas symétrique, il n'est pas pertinent de comparer ses dimensions par rapport à celles d'un filtre 3 pôles standard : en effet, il n'est pas possible d'obtenir une réponse similaire avec des inter-digités, c'est d'ailleurs en cela que réside l'attrait des structures présentées. Cette remarque s'applique également aux structures suivantes.

- Triplet avec zéros à gauche :

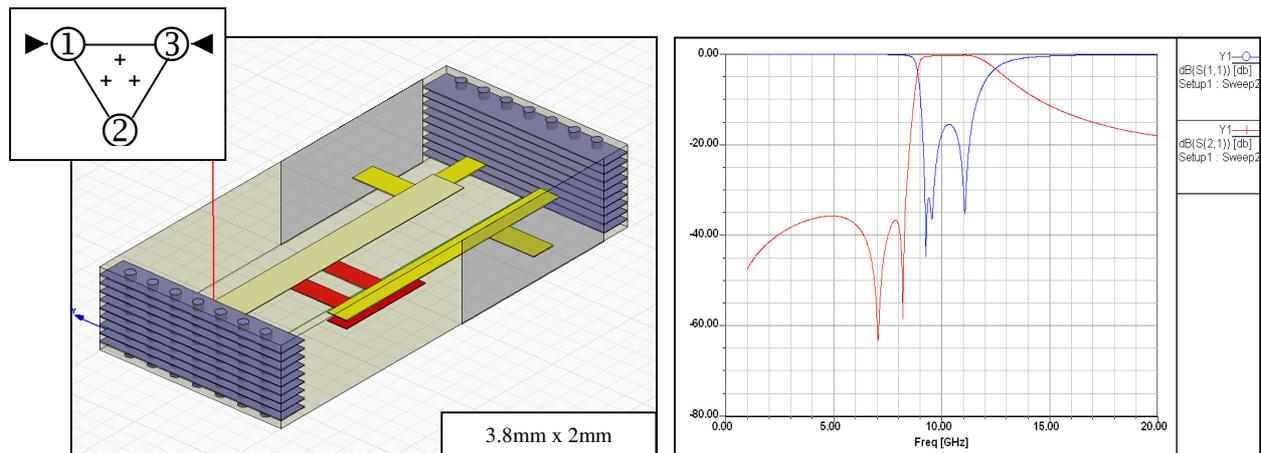


Figure VI-3 : triplet avec zéros à gauche : topologie, aperçu en 3 dimensions et réponse associée.

Ce triplet a pour but de créer 1 zéro à gauche de la bande passante. Cependant, dans cette structure très simple, ne comportant pas de mur ou de plan de masse, un couplage parasite s'établit entre l'entrée et la sortie créant un zéro supplémentaire. Le filtre a donc été optimisé afin de tirer parti de ce couplage parasite. En outre la vérification de la prédiction de ce zéro sera intéressante pour caractériser la précision des simulations réalisées.

- Quadruplet :

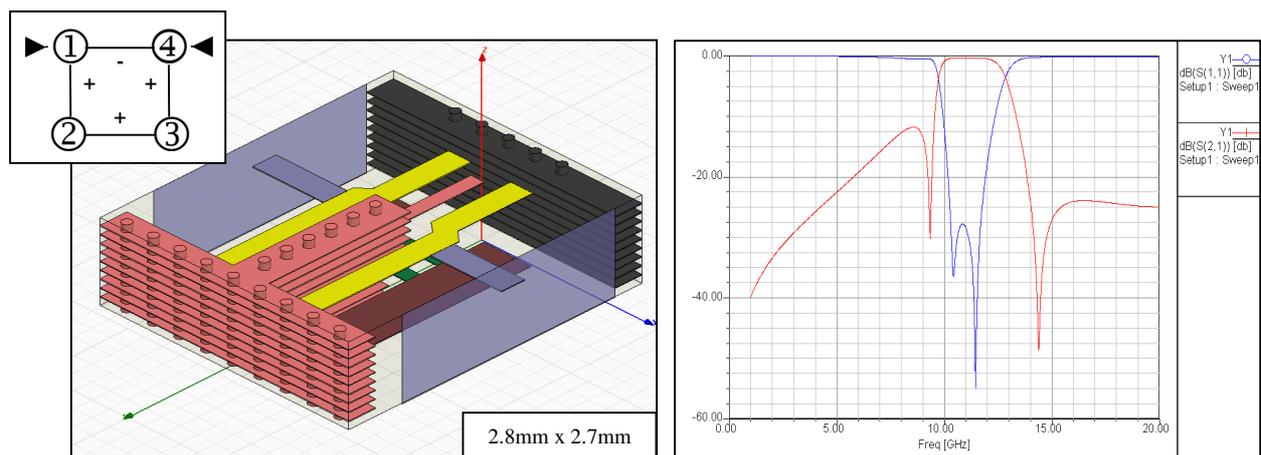


Figure VI-4 : Quadruplet : topologie, aperçu en 3 dimensions et réponse associée.

Le quadruplet est constitué par 3 couplages positifs et un couplage négatif entre les résonateurs ① et ④, afin de créer un zéro de chaque côté de la bande passante. Normalement ces zéros sont censés être symétriques par rapport à la fréquence centrale, mais ici la réponse attendue est modifiée par les couplages parasites s'installant entre les résonateurs non

adjacents. Le « mur » de masse au milieu de la structure limite ces couplages mais ne peut les supprimer complètement. De même il n'est pas possible d'isoler chaque résonateur afin de mieux contrôler les couplages s'établissant au risque de trop diminuer ces couplages, les ramenant alors aux niveaux des couplages parasites.

#### VI.B.4. Éléments sur la dispersion

Les simulations électromagnétiques étant relativement longues (environ une heure par structure) il n'est pas envisageable de mener de vraies analyses en dispersion qui demanderaient plusieurs centaines de simulations dispersives par structure. Afin de contourner ce problème deux solutions, reposant sur la création de modèles analytiques, sont alors possibles :

- Créer un modèle pour lequel les variations de chaque réponse unitaire s'ajoutent. Cette méthode, connue sous le nom de plan d'expérience, est très couramment utilisée mais n'est pas adaptée à la problématique des filtres car menant souvent à des résultats irréalistes (transmissions > 0dB par exemple).
- Créer un modèle à l'aide des matrices de couplage qui permettrait de parfaitement simuler le comportement du filtre soumis à plusieurs dispersions. Cette solution, bien que théoriquement parfaitement adaptée, s'avère inefficace en pratique : les niveaux sont trop faibles (réflexions de l'ordre de -15 à -20dB) et les extractions résultantes sont trop approximatives pour permettre de créer un modèle fiable.

De fait l'étude des dispersions ne peut concerner que des paramètres individuels :

- Variation des épaisseurs de substrat de  $\pm 7\%$ .
- Variation des largeurs de lignes et des gaps de  $\pm 10\mu\text{m}$ .
- Variation de la permittivité de  $\pm 3.4\%$
- Variation des épaisseurs de métallisation de  $\pm 5\mu\text{m}$ .

Les trois premières variations sont directement tirées de celles annoncées au paragraphe VI.B.2. La variation sur l'épaisseur de métallisation vient de l'incertitude concernant la valeur nominale choisie.

Les résultats obtenus pour chacun des filtres sont donnés ci-dessous, Figure VI-5 :

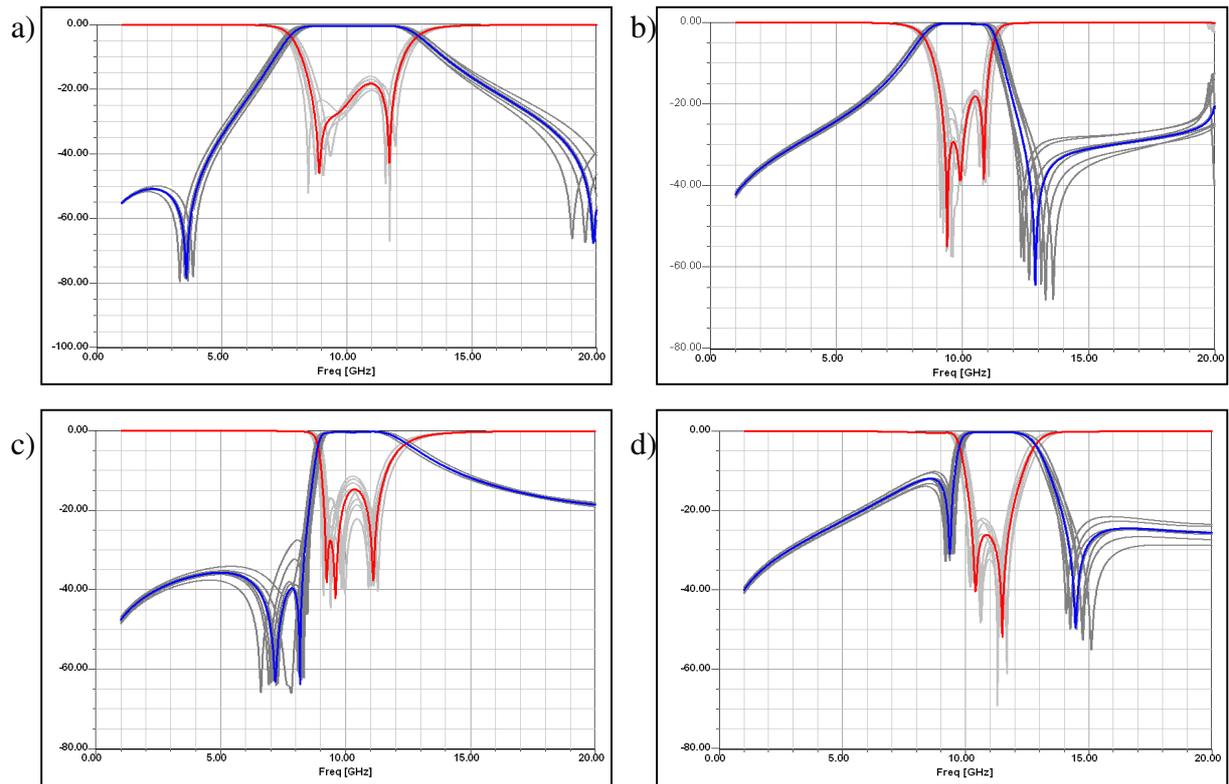


Figure VI-5 : Réponses des 4 filtres incluant les dispersions sur les épaisseurs et largeurs des métallisations, ainsi que sur la permittivité et les épaisseurs des substrats. a) VIF. b) Triplet avec zéro à droite. c) Triplet avec zéro à gauche. d) Quadruplet.

Dans l'ensemble, les dispersions étant prises séparément, les filtres semblent peu dispersifs. Le plus sensible est le triplet avec zéros à gauche, très impacté par les variations sur les largeurs des lignes, par la variation des épaisseurs de substrat et par les variations sur les épaisseurs de métallisation. Les autres filtres sont avant tout sensibles à la variation des épaisseurs de substrat.

### VI.B.5. Conception des transitions

Au vu des positions des accès des filtres, trois transitions différentes, présentées sur la Figure VI-6, sont nécessaires :

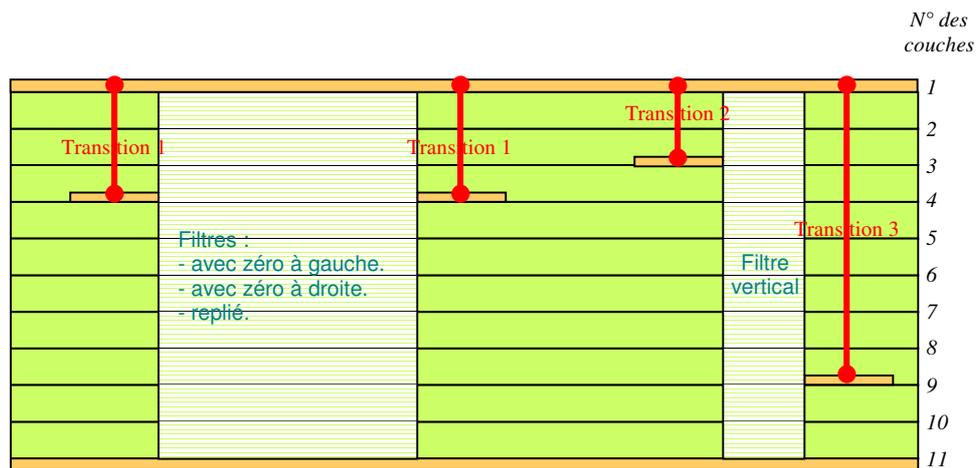


Figure VI-6 : Spécification des 3 différentes transitions à réaliser.

Ces transitions doivent présenter un  $S_{11}$  inférieur à  $-25\text{dB}$  en bande X afin de perturber le moins possible les filtres, y compris en cas de forte dispersion, et elles doivent également présenter une réflexion correcte (i.e.  $S_{11} < -20\text{dB}$ ) dans la bande 2-20GHz afin de modifier peu le comportement hors bande des filtres.

Il est possible de décomposer chaque transition, ou presque, en trois sections. Ces sections sont d'abord optimisées individuellement sur  $50\Omega$  avant d'être rassemblées pour être à nouveau re-optimisées :

- **Accès** : les tests s'effectuant via des pointes de mesure, deux possibilités sont offertes pour réaliser l'accès  $50\Omega$  : soit par une ligne coplanaire, suivie d'un coude pour « plonger » dans le substrat, soit par une pastille métallique circulaire dans un disque dé-métallisé. La seconde solution a été retenue car présentant l'avantage de ne pas nécessiter un coude avec les problèmes d'optimisation et de dispersion que cela sous-tend.
- **Pseudo-coax** : ce terme désigne la succession de vias, et de pastilles, entourés par des plans de masse, et faisant la jonction entre les différentes couches, Figure VI-7 et Figure VI-8. Les dimensions initiales sont donc obtenues en assimilant le pseudo coax à une vraie ligne coaxiale, puis ces dimensions sont affinées par simulations électromagnétiques successives.
- **Coude vers le filtre** : le pseudo-coax débouche sur une pastille, reliée à une ligne strip-line  $50\Omega$ , qui va jusqu'au filtre. Le raccord entre cette ligne et le pseudo-coax crée une désadaptation au niveau du coude. Habituellement, un effet selfique adéquat au plus proche de la pastille ou une diminution de la capacité liée à la pastille permettent de contrebalancer localement (i.e. sur une portion de la bande

plus ou moins large) cette désadaptation. Ici, la ligne  $50\Omega$ , ne mesure que  $125\mu\text{m}$  de large ce qui est déjà inférieur à la préconisation du procédé standard, difficile donc de réaliser et garantir le bon effet selfique. La solution appliquée a donc consisté en l'augmentation de l'épaisseur du substrat sous la pastille afin de diminuer la capacité résultant de la création du coude.

Identification des sections et présentation de chaque transition :

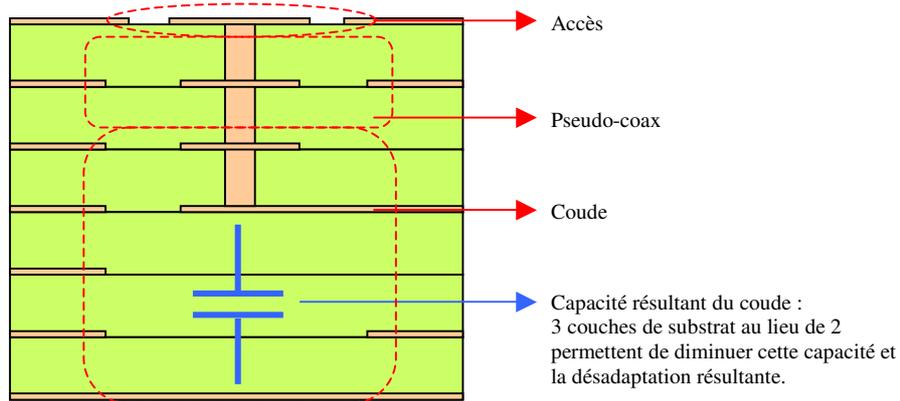


Figure VI-7 : Schéma en coupe de la transition 1.

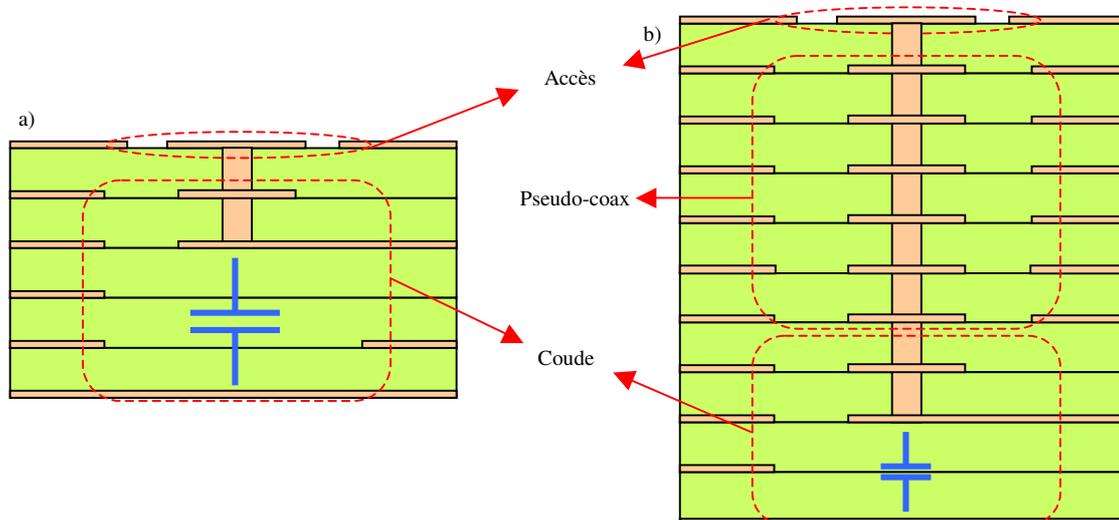


Figure VI-8 : Schémas en coupe des transitions 2 ( a ) et 3 ( b ).

Les transitions obtenues se distinguent principalement par le nombre de couches les composants, les dimensions de leurs éléments constitutifs (pastilles, lignes, etc.) sont identiques.

Les dimensions et performances obtenues sont présentées sur les figures suivantes :

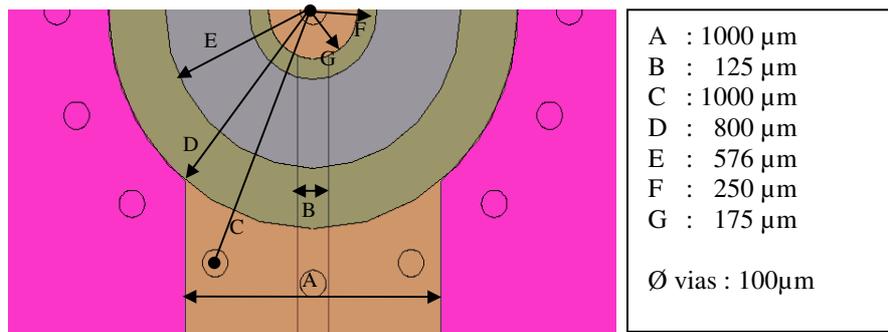


Figure VI-9 : Dimensions communes à chaque transition.

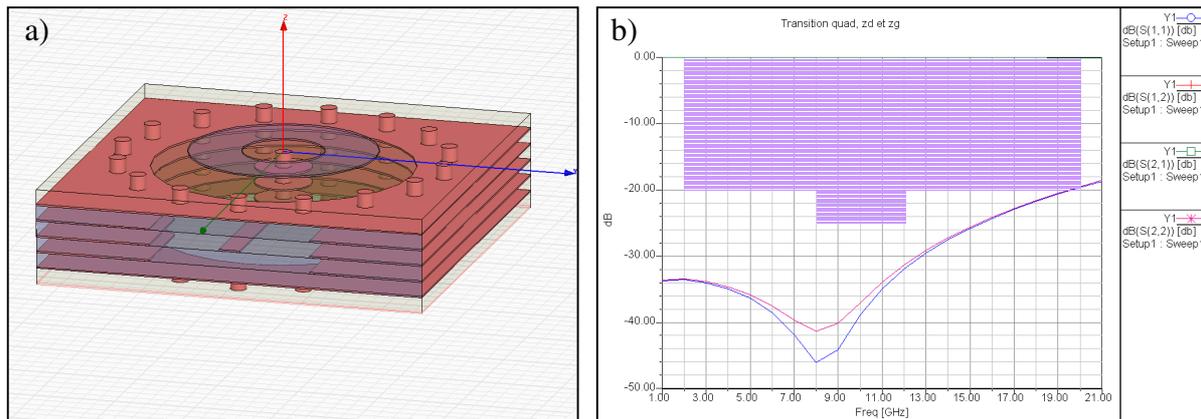


Figure VI-10 : Aperçu en 3 dimensions de la transition 1 et réponses associées.

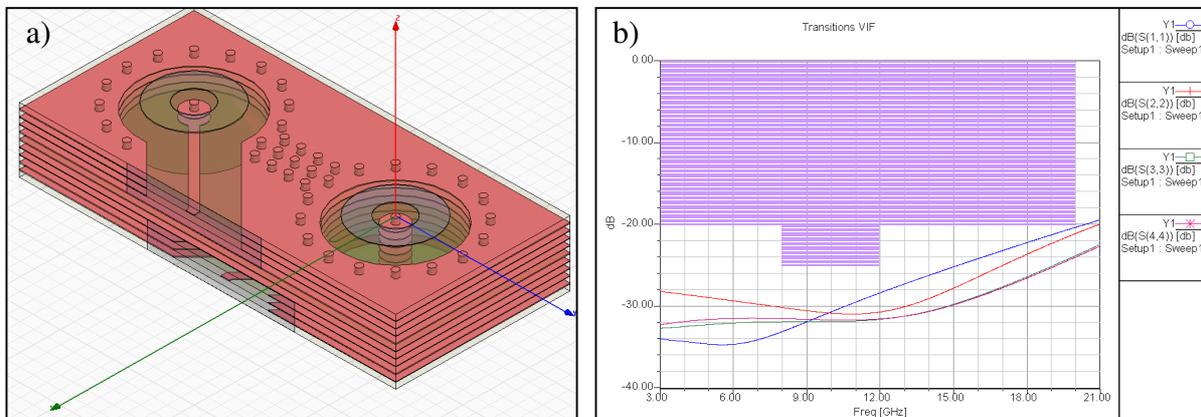


Figure VI-11 : Aperçu en 3 dimensions des transitions 2 et 3 et réponses associées.

Ces transitions satisfont le cahier des charges et vont maintenant être assemblées avec les filtres afin d'obtenir un modèle qui se rapprochera le plus de ce qui sera réellement fabriqué.

## VI.B.6. Performances simulées pour la banque

Les filtres sont associés à leurs transitions respectives : les dimensions de la banque ainsi réalisée sont données en annexe B.

Les réponses suivantes font intervenir transitions et filtre : les structures simulées sont un compromis entre la volonté d'obtenir les comportements les plus représentatifs possibles de la réalité et les limites de ce que permet le logiciel de simulation EM utilisé (HFSSv10). Ces simulations constituent donc les performances attendues pour chaque ensemble filtre-transitions.

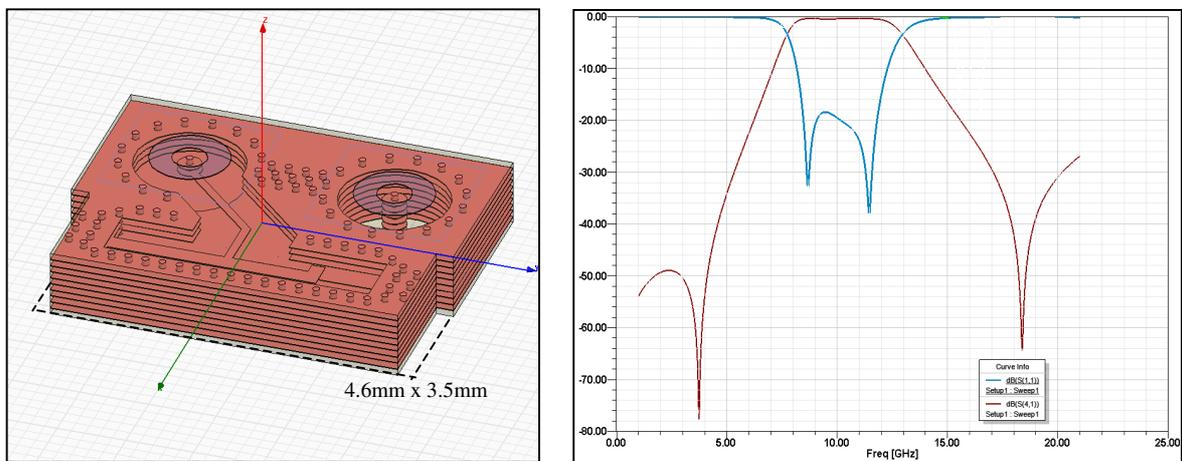


Figure VI-12 : Filtre VIF + transitions.

Ce VIF illustre parfaitement la compacité que ce type de structure autorise : la surface requise par les transitions représente 2fois  $\frac{1}{2}$  celle nécessaire pour le filtre.

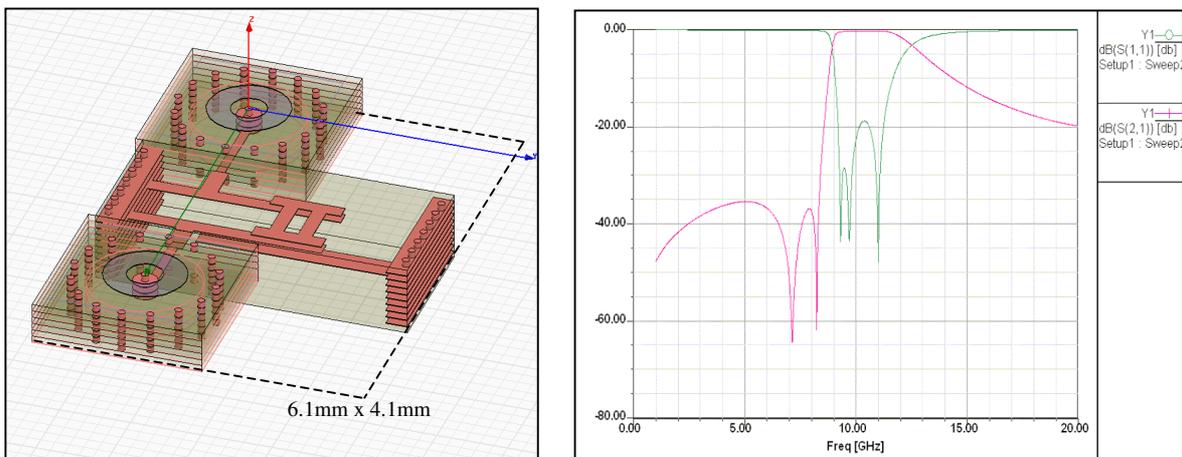


Figure VI-13 : Triplet avec zéros à gauche + transitions.

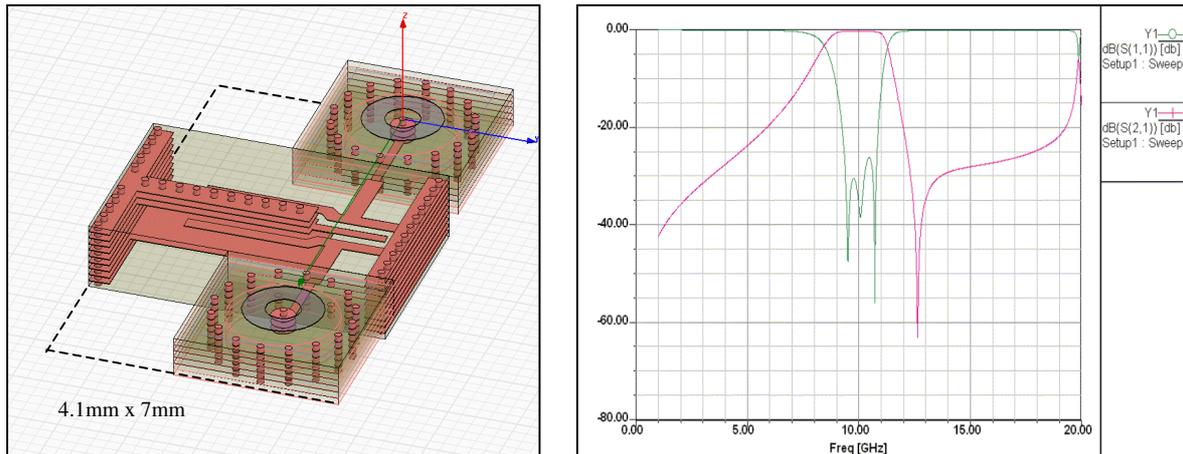


Figure VI-14 : Triplet avec zéro à droite + transitions.

L'excellente adaptation du filtre Figure VI-14 dans la bande est conservée, néanmoins une résonance parasite apparaît en haut de bande du fait du passage à un modèle

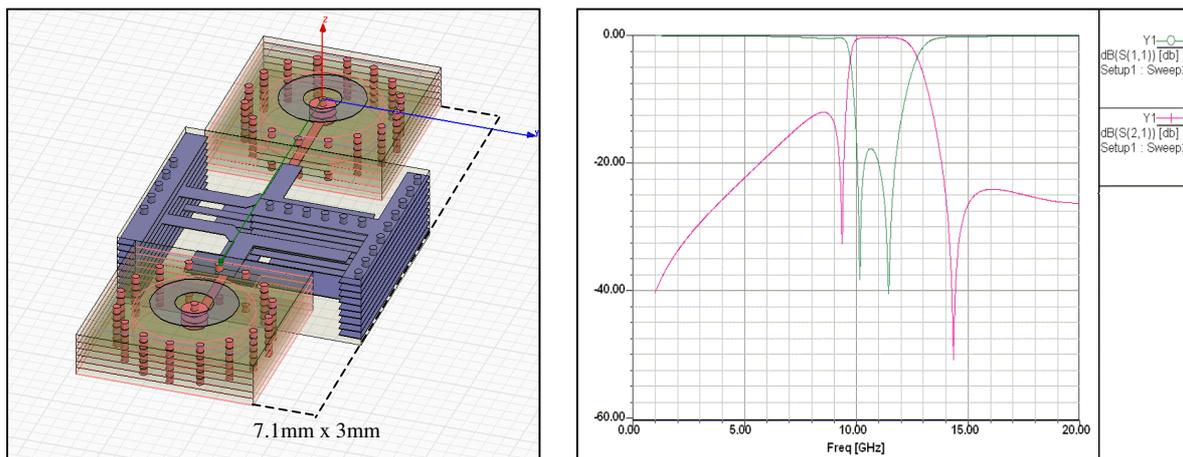


Figure VI-15 : Quadruplet avec 2 zéros + transitions.

La surface occupée par les filtres avec leurs transitions est grande comparée à celle requise pour les filtres seuls. Bien que ces structures soient, ici, des filtres à part entière, elles sont plus destinées à créer des ensembles complexes qu'à être utilisées comme filtres unitaires, reportés sur un circuit d'accueil : en effet, contrairement aux filtres, les transitions, (qui consomment environ 2/3 de la surface dans le cas du VIF complet), ont été optimisées en adaptation sur une large bande, pas en compacité.

## VI.C. Tests des structures de référence

La maquette a été réalisée chez VTT, un spécialiste de la fabrication de modules multicouches en LTCC. Deux banques (photo donnée Figure VI-16) ont été fabriquées, leurs mesures sont présentées ci-après.

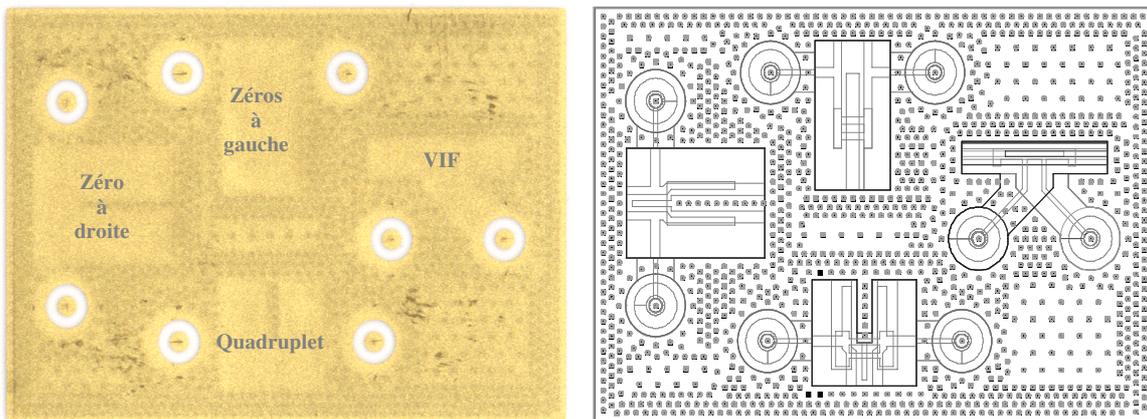


Figure VI-16 : Photo et masques de la maquette réalisée : bien que les filtres soient "enterrés" leurs emplacements sont aisément visibles. Dimensions de la banque : 14.9mm x 10.5mm

### VI.C.1. Résultats de mesure

- VIF :

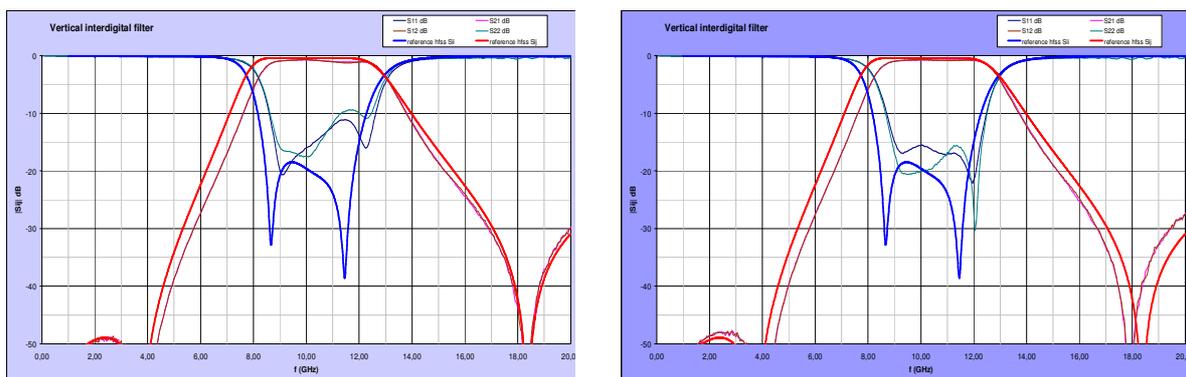


Figure VI-17 : Comparaison entre mesures et simulation pour le VIF.

Bon accord entre simulations et mesures : les zéros dus aux couplages parasites sont assez bien estimés de même que l'allure générale de la réponse. Néanmoins la bande obtenue est moins large que prévue (de 400MHz) et le  $S_{11}$  du filtre de la banque 1 dans la bande est un

peu différent de ce qui était prévu (10dB d'écart mais avec une adaptation avoisinant les 10dB).

- Triplet avec zéros à gauche :

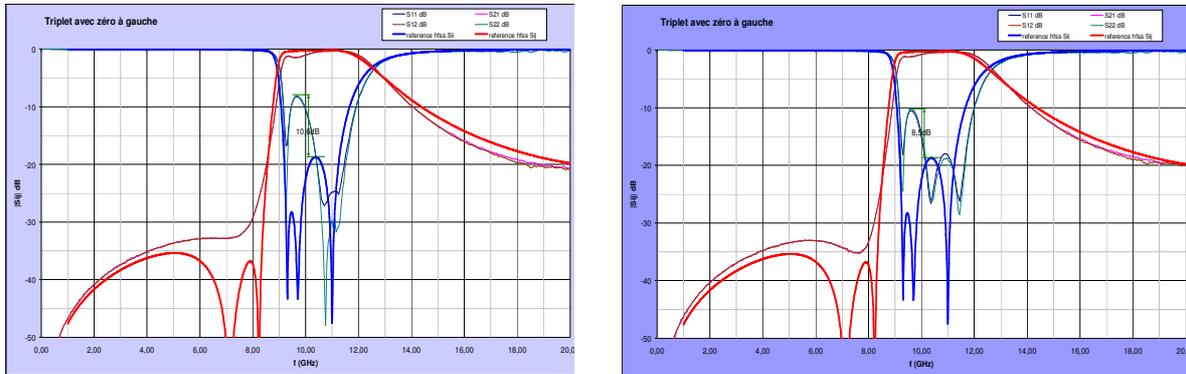


Figure VI-18 : Comparaison entre mesures et simulation pour le triplet avec zéros à gauche.

Là encore, l'adaptation mesurée est différente de celle attendue (jusqu'à 10dB). Les deux zéros prévus à gauche n'apparaissent pas explicitement et seul un « creux » en lieu et place des zéros est visible : cela ne remet nullement en cause la prédiction puisque la réjection du filtre à gauche, qui résulte directement de la position et du nombre de zéros, est peu impactée. En outre, les simulations dispersives au VI.B.4 ont montré que les deux zéros pouvaient former un creux selon les dispersions mises en jeu.

- Triplet avec zéro à droite :

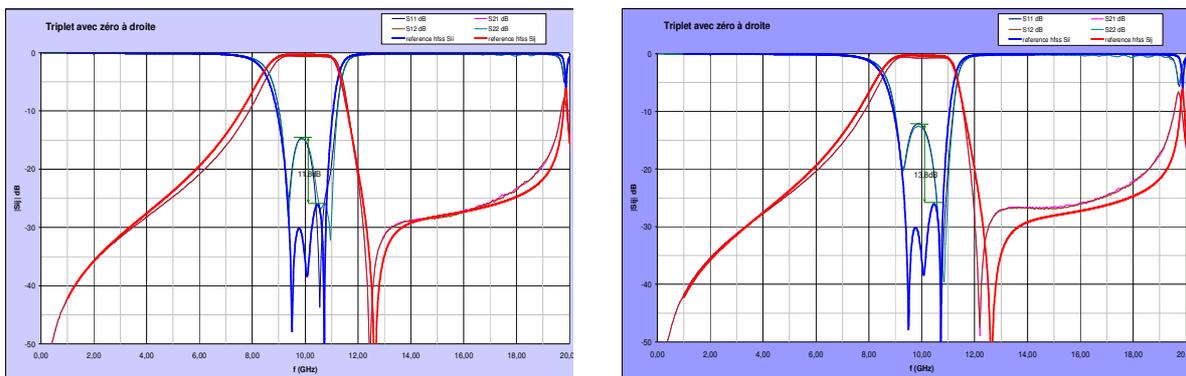


Figure VI-19 : Comparaison entre mesures et simulation pour le triplet avec zéro à droite.

La prédiction de la largeur de la bande, ainsi que le calage en fréquence sont exemplaires sur ce filtre (bandes identiques et décalage de 100MHz). De plus la résonance

parasite en haut de bande est parfaitement prévue (à 200MHz près). Seules les réflexions dans les bandes sont légèrement dégradées par rapport aux attentes (jusqu'à environ 14dB). Néanmoins, les simulations de référence donnaient une réflexion meilleure que  $-25$  dB dans la bande ce qui est un objectif irréaliste avec les dispersions habituellement associées aux inter-digités dans les technologies planaires ou multicouches.

- **Quadruplet :**

Lors de la création des masques pour la maquette, une erreur a été commise concernant le quadruplet : le 'H', assurant le couplage entre les barreaux 2 et 3, a été supprimé au cours de l'étape de conversion de l'ensemble des masques (visible sur la Figure VI-16) vers les 21 masques individuels.

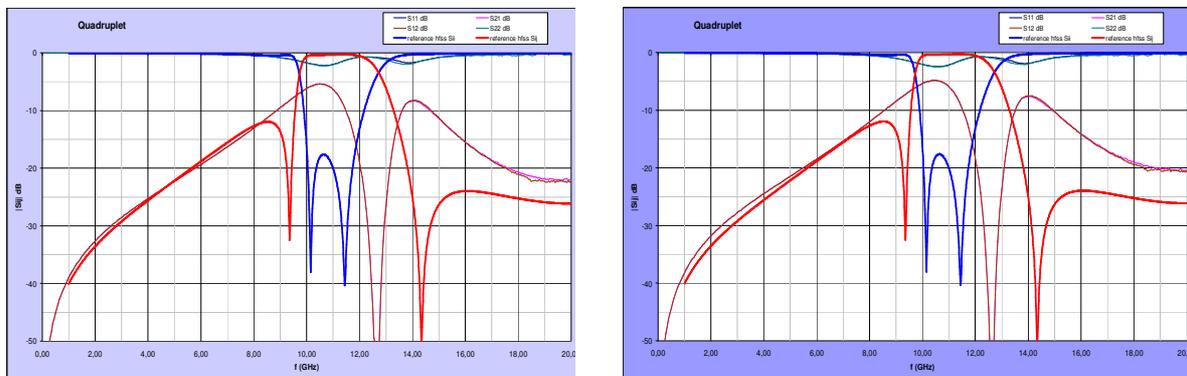


Figure VI-20 : Comparaison entre mesures et simulation pour le quadruplet.

Pour les autres filtres, y compris le triplet avec zéro à gauche, intégrant lui aussi un 'H' dans sa structure, les masques sont conformes par rapport aux structures développées au VI.B.6.

- Plusieurs aspects ressortent de ces mesures :
  - Excepté pour le quadruplet faisant l'objet d'une erreur, ces mesures valident à la fois les structures envisagées, leurs synthèses ainsi que les procédures de simulation mises en œuvre.
  - Ces mesures confirment que les positionnements des zéros sont moins sensibles aux dispersions que les adaptations dans les bandes.

- Les pertes dans les bandes (non mesurables sur les courbes données) sont un peu plus fortes que prévu : de 0.23 à 0.46dB attendues (pour des adaptations meilleures que -15dB) et de 0.37 à 0.76dB mesurées.
- Les adaptations dans les bandes des filtres sont globalement moins bonnes que prévu et traduisent, a priori, une forte dispersion. Néanmoins afin de faire la part des choses entre l'imprécision inhérente au simulateur, les altérations dues aux dispersions et l'imprécision des mesures, une série de retro-simulations, à partir de coupes métallographiques a été menée et est discutée dans le paragraphe suivant.

## VI.C.2. Coupes maquettes et retro-simulations

Afin de pouvoir réaliser des retro-simulations et ainsi améliorer ou corriger le processus de conception des filtres ou leur simulation, des coupes d'une des banques ont été effectuées.

Ces coupes ont fait apparaître des métallisations très inégales dont les épaisseurs peuvent varier entre 0 et 24 $\mu$ m et notamment aux niveaux des plans de masse.

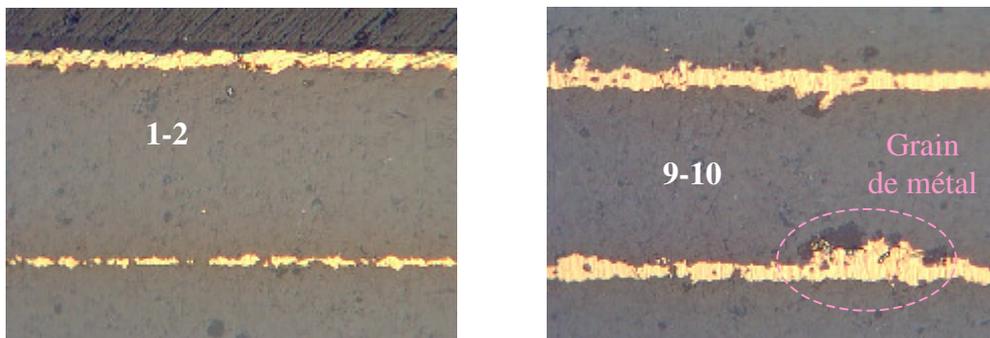


Figure VI-21 : Coupes de la maquette : aperçu des métallisations des couches 1, 2, 9 et 10 (voir Figure VI-6).

Dans le procédé LTCC il existe différents types de dépôts métalliques, un type « grossier » utilisé pour la masse et un autre, « plus fin », utilisé pour les lignes. Avec la première méthode le risque de rencontrer des grains comme celui présent Figure VI-21 est important. De même, les épaisseurs de métallisation sont globalement plus faibles. La seconde méthode permet d'obtenir des métallisations plus épaisses, moins de grains et des dimensions pouvant varier plus finement.

La Figure VI-22 permet de mettre en évidence ces deux types de dépôts métalliques. Les épaisseurs de métallisation présentées ici sont celles pour une couche avant assemblage (après assemblage seules des coupes permettent d'accéder à ces informations). Lors de la cuisson, les épaisseurs de métallisation sont réduites environ de moitié. Donc en divisant par deux ces épaisseurs dans la Figure VI-22, on obtient une cartographie assez fidèle de ce que donnerait une coupe au même endroit après assemblage et frittage.



Figure VI-22 : Relevé de l'épaisseur de métallisation d'une couche, au niveau d'une ligne, avant assemblage, réalisé par VTT.

Les effets des différentes métallisations sont très nettement visibles. Ce relevé confirme également que les épaisseurs de métallisation sont légèrement plus faibles que prévues au niveau des filtres.

De plus leur surface est très irrégulière : la rugosité élevée qui en découle (non estimées lors des simulations sous HFSS) permet d'expliquer les différences entre pertes attendues et pertes mesurées.

Dans l'optique des retro-simulations, des mesures des dimensions des lignes ont également été effectuées (cf. annexe B), mais malheureusement seules quelques dimensions ont pu être mesurées (les largeurs de doigts principalement, pas les longueurs). En outre, il n'a pas été possible d'estimer les décalages des vias et trop de mesures manquent pour le VIF, rendant sa retro-simulation non pertinente. Les différences relevées peuvent aller jusqu'à +30 $\mu$ m pour une ligne de 250 $\mu$ m de largeur.

De fait les rétro-simulations ont principalement porté sur les deux triplets, dont les réflexions étaient relativement mauvaises au vu de la bonne corrélation simulation-mesure hors bande.

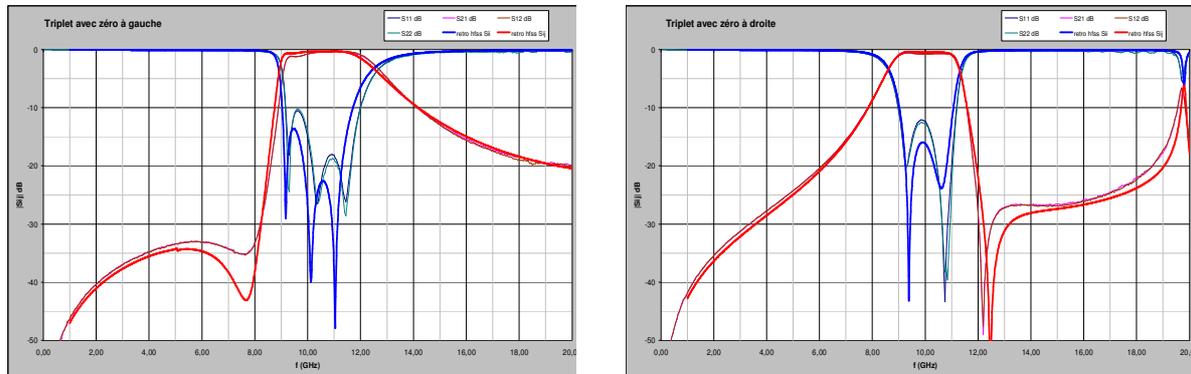


Figure VI-23 : triplet avec zéros à gauche et avec zéro à droite : comparaison entre mesures et rétro-simulations.

Malgré le faible nombre de paramètres ayant pu être corrigés, les réponses obtenues en retro-simulation sont proches de celles obtenues en mesure : désadaptations similaires et regroupement des zéros en un creux dans le cas du triplet avec zéros à gauche.

Ces retro-simulations, bien que partielles, permettent d'imputer les différences entre simulations et mesures essentiellement aux dispersions de fabrication.

## VI.D. Conclusions

A l'issue de l'étape de maquettage, le bon accord entre simulations et mesures a permis de valider les structures élémentaires investiguées et les filtres en découplant, de même que les méthodes mises en œuvre pour leurs synthèses.

Fort de cette expérience, le chapitre suivant fait état de structures plus complexes, démontrant les réelles possibilités des structures détaillées jusqu'ici.

---

## Références bibliographiques du chapitre VI

[82] **K. Kautio**

*LTCC tutorial - introduction to low temperature co-fired ceramics.*

[http://www.vtt.fi/liitetiedostot/cluster1\\_tieto-ja\\_viestintatekniikka\\_elektroniikka/Introduction\\_LTCC\\_06.pdf](http://www.vtt.fi/liitetiedostot/cluster1_tieto-ja_viestintatekniikka_elektroniikka/Introduction_LTCC_06.pdf)

[83] **K. Kautio**

*Design guidelines - low temperature co-fired ceramic modules.*

[http://www.vtt.fi/liitetiedostot/cluster1\\_tieto-ja\\_viestintatekniikka\\_elektroniikka/lccc\\_design.pdf](http://www.vtt.fi/liitetiedostot/cluster1_tieto-ja_viestintatekniikka_elektroniikka/lccc_design.pdf)

[84] **R. Kulke, M. Rittweger, P. Uhlig et C. Günner.**

*LTCC - multilayer ceramic for wireless and sensor applications.*

<http://www.ltcc.de/downloads/rd/pub/10-doc-plus-engl-2001.pdf>

[85] **R. Valois**

*Contribution de l'analyse électromagnétique et outils associés à la conception de modules de communications millimétriques et optoélectroniques.*

Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2005.



---

# VII. Etude de structures de filtrage élaborées



## VII.A. Introduction

La méthode d'étude et de conception ayant été validée, des structures plus complexes peuvent désormais être élaborées. Ce chapitre énumère quelques-unes des diverses possibilités en matière de conception de filtres qu'autorisent les structures élémentaires de couplages vues au chapitre III.

Il n'est pas question, ici, de faire un inventaire exhaustif de tout ce qui peut être envisagé mais plutôt de montrer les potentialités, les restrictions et les écueils, de plusieurs assemblages représentatifs. Un inventaire étendu est donné en annexe C. Toutes les structures présentées ont pour principal objectif d'être réalisables et conformes aux règles de design. Néanmoins certaines conceptions restent simples : les murs de vias sont parfois représentés par des murs électriques parfaits et seules quelques optimisations ont été réalisées.

Afin de pouvoir mener les investigations sur ces structures le plus librement possible, aucun empilage n'a été fixé a priori et les filtres suivants ne partagent donc pas obligatoirement des empilages compatibles les uns des autres. De plus, en raison des délais impartis à l'étude, il n'a pas été possible de procéder à un second run de fabrication.

## VII.B. Duplexeurs

Le but est d'évaluer le potentiel des structures introduites pour la conception de duplexeurs ainsi que les contraintes associées à ce type de conception dans le cas de filtres à résonateurs inter-digités. Les duplexeurs sont conçus en bande X, et offrent des bandes passantes moyennes. L'empilage est commun aux deux versions : 5 couches de 200 $\mu$ m d'épaisseur de Ferro A6S.

## VII.B.1. Version 1

La première version du duplexeur met en œuvre les deux triplets étudiés lors de la conception de la maquette :

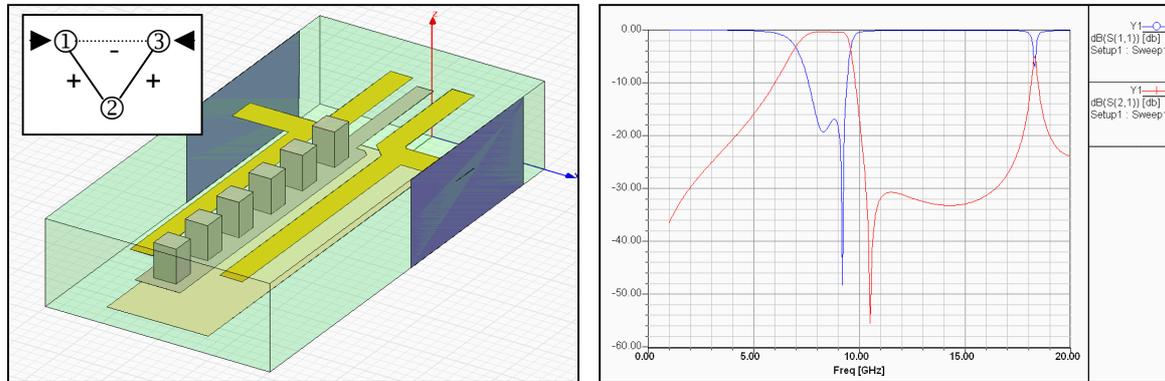


Figure VII-1 : Duplexeur 1 : voie BF réalisée par triplet avec zéro à droite : topologie, aperçu en 3 dimensions et réponse associée.

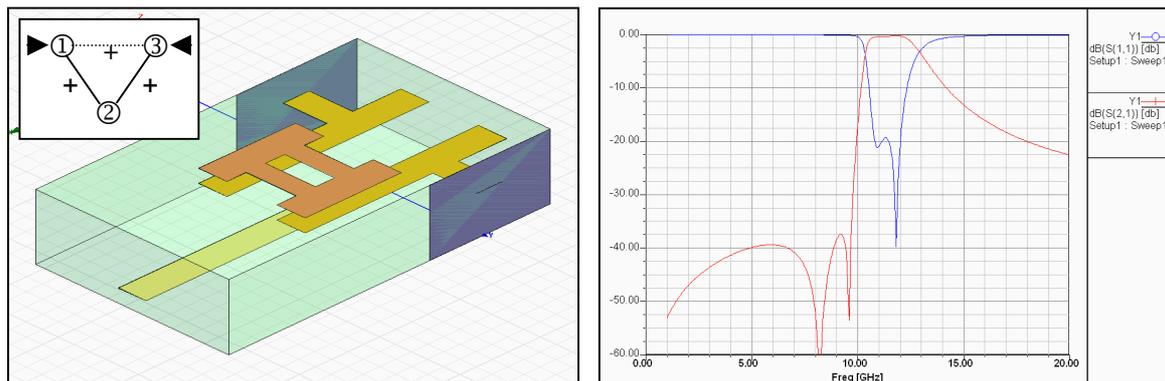


Figure VII-2 : Duplexeur 1 : voie HF réalisée par triplet avec zéros à gauche : topologie, aperçu en 3 dimensions et réponse associée.

Les deux triplets ont été optimisés pour présenter de bonnes adaptations dans leur bande respective : en effet il ne sera pas possible d'optimiser ces filtres, avec la méthode vue au chapitre I, après leur association. Chaque filtre présente une isolation correcte ( $< -30\text{dB}$ ) dans la bande passante de l'autre filtre.

Le pic de transmission observé pour la voie BF est dû à la structure choisie pour réaliser le couplage négatif entre le premier et le troisième barreau du filtre.

Ces filtres sont ensuite réunis et les longueurs de lignes optimisées afin que les deux filtres se présentent mutuellement une impédance d'entrée forte dans leur bande passante. Le duplexeur ainsi obtenu est le suivant :

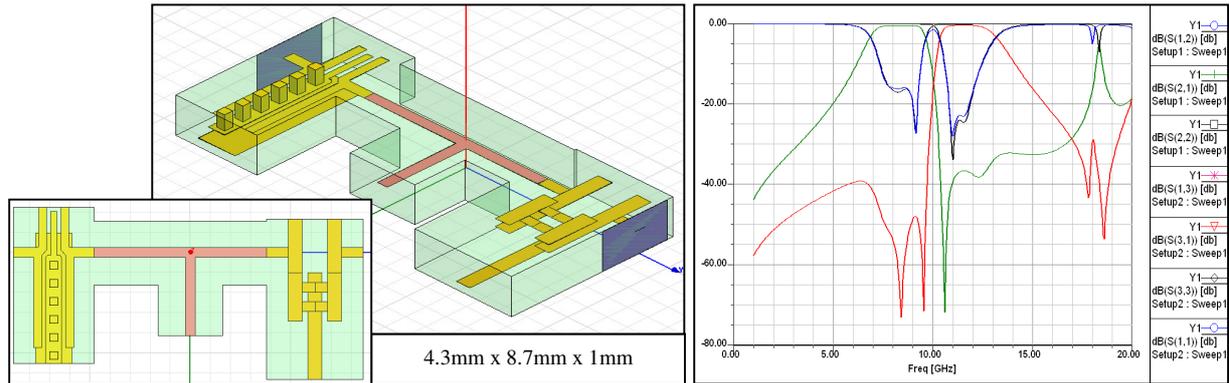


Figure VII-3 : Duplexeur 1 : vue de dessus, aperçu en 3 dimensions et réponse associée.

Les bandes passantes sont légèrement impactées par la mise en commun des accès mais les adaptations restent correctes.

Cette structure valide la possibilité d'utiliser les filtres précédemment présentés pour réaliser des duplexeurs compacts, en technologie multicouche.

En outre, 5 couches de Ferro A6-S composent ce duplexeur, il serait donc tout à fait envisageable de superposer les deux voies et de gagner ainsi en surface pour le duplexeur final.

## VII.B.2. Version 2

La première version comporte des dimensions de gap hors standard. Or il existe une autre structure élémentaire pour réaliser le couplage négatif nécessaire : le couplage par connexion directe (cf. III.B.3.a.2°). Le triplet avec zéro à droite est remplacé par un nouveau triplet avec un couplage négatif par connexion tandis que le triplet avec zéros à gauche est très légèrement élargi :

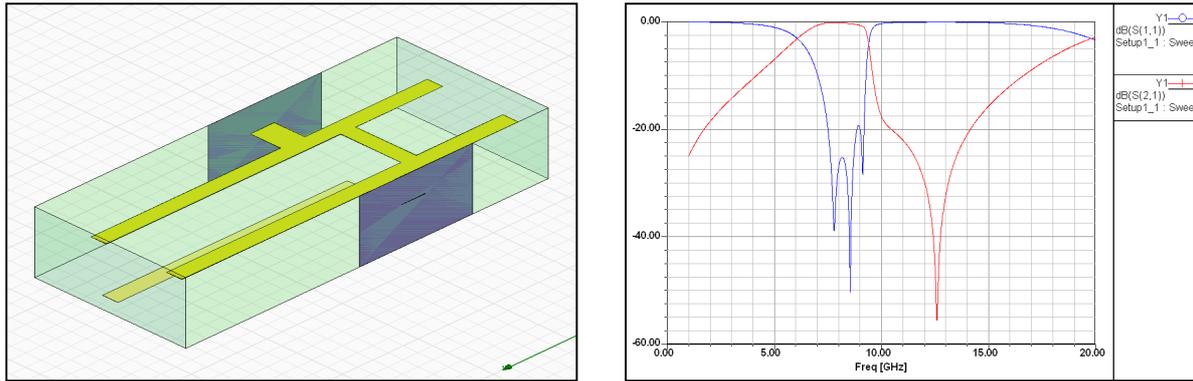


Figure VII-4 : Duplexeur 2, triplet avec zéro à droite : aperçu en 3 dimensions et réponse associée.

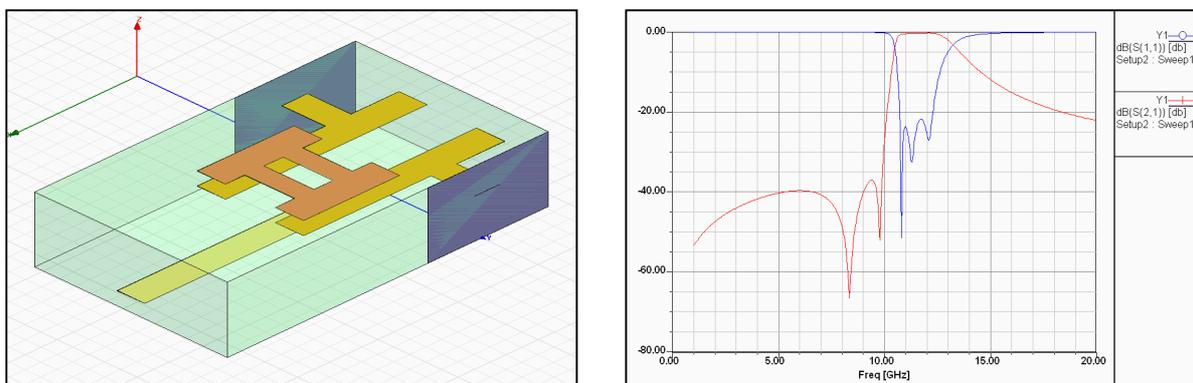


Figure VII-5 : Duplexeur 2, triplet avec zéros à gauche : aperçu en 3 dimensions et réponse associée.

Après optimisation des longueurs au niveau des entrées des filtres, le duplexeur suivant est obtenu :

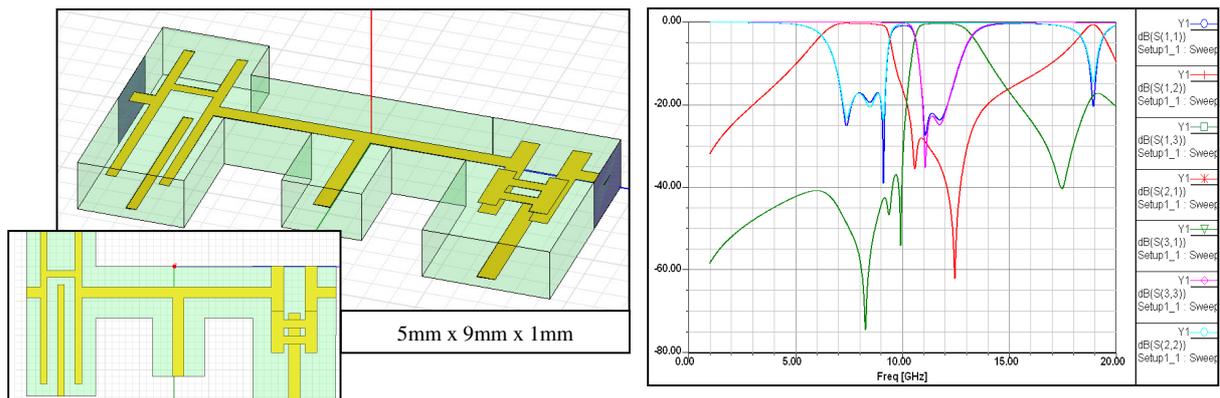


Figure VII-6 : Duplexeur 2 : Vue de dessus, aperçu en 3 dimensions et réponse associée.

Ce duplexeur ne présente aucune dimension hors standard et de bonnes adaptations dans les bandes sont obtenues. Cependant, la remontée parasite en haut de bande n'a pas disparu avec le changement de structure : plus exactement une nouvelle résonance est apparue. Cette

résonance est due aux recombinaisons de TOS associées aux longueurs de lignes nécessaires pour obtenir de bonnes adaptations dans les bandes.

## VII.C. Filtre avec suppression d'harmoniques

Lorsque des filtres large bande sont utilisés, leurs harmoniques peuvent devenir problématiques, et il faut alors rajouter des filtres passe-bas, amenant pertes et désadaptation. Il est donc plus judicieux de concevoir un filtre supprimant les harmoniques à  $3.f_0$  ou plus, afin d'élargir la bande rejetée. Dans cette optique les VIF permettent d'élaborer plusieurs types de solution :

- Des filtres constitués de résonateurs différents, tous résonant à  $f_0$  mais dont les fréquences de résonance supérieures sont différentes, comme cela a été réalisé dans [86] pour des filtres en  $\lambda/2$  à bande étroite. Les résonateurs se couplent alors à  $f_0$ , réalisant la fonction de filtrage voulue, mais pas aux autres fréquences. Les harmoniques de chaque doigt sont donc filtrées.
- Des filtres constitués de résonateurs  $\lambda/4$  résonant à  $f_0$  mais dont la fréquence de résonance suivante est nettement supérieur à  $3.f_0$ . Cette solution est calquée sur les filtres comb-line pour lesquels l'ajout d'une capacité localisée au bout de doigts inter-digités permet de résonner à  $f_0$  puis à une fréquence supérieure à  $3.f_0$ . Le résonateur se comporte donc comme si sa 2<sup>o</sup> harmonique était « décalée » en fréquence.

Ces deux types de filtres reposent sur la possibilité de créer un doigt résonant à  $f_0$  et dont la fréquence de résonance suivante ne correspond pas à  $3f_0$ . Ce comportement est obtenu pour un doigt de dimension inférieure à  $\lambda/4$  et terminé par un effet capacitif fort. Or les VIF se prêtent très bien à l'ajout de capacités distribuées en bout de doigt sans pour autant « déborder » sur les doigts adjacents, comme cela serait le cas pour un ID standard, ni recourir à l'ajout d'éléments localisés. De plus, puisque les couplages forts sont aisément réalisables, des filtres large bande sont possibles, ce qui n'est pas le cas avec la topologie comb-line.

Les filtres présentés ci-après, illustrant les solutions envisagées, sont des filtres large bande, 5 pôles, centrés aux alentours de 3GHz. Normalement leurs réponses devraient présenter des bandes passantes également autour de 9GHz, 15GHz et 21GHz.

## VII.C.1. Filtrés à harmoniques filtrées

Deux structures ont été conçues. La première, Figure VII-7, permet d'obtenir une réponse hors bande correcte jusqu'à 12GHz, la seconde, Figure VII-8, jusqu'à 15GHz :

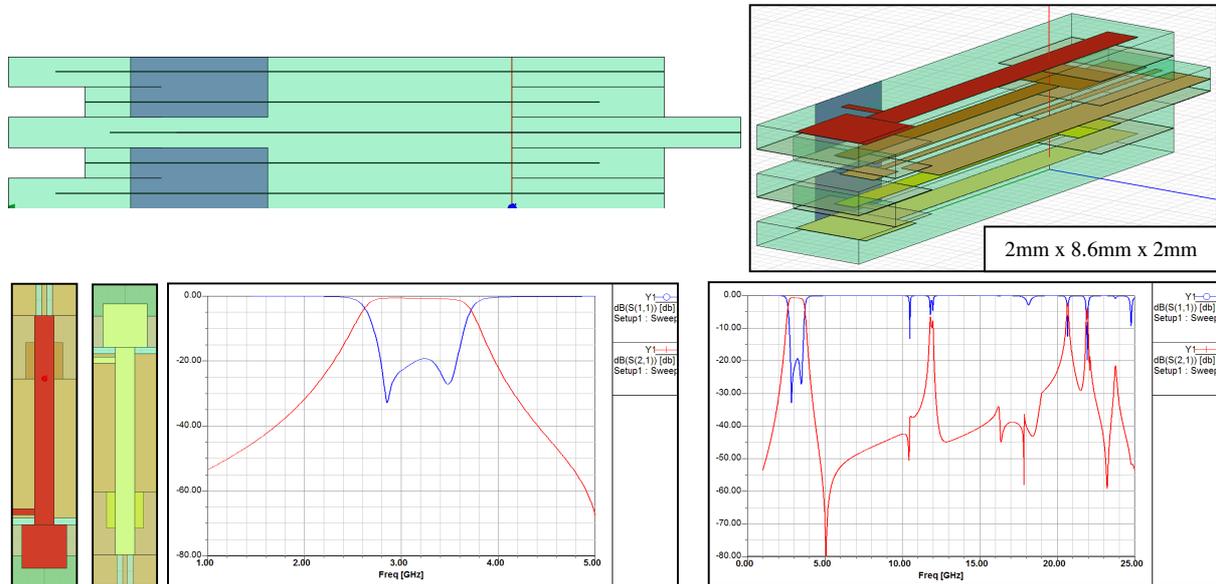


Figure VII-7 : Filtre à suppression d'harmoniques 1 : vues de côté, en 3 dimensions, de dessus, de dessous et réponses associées. Epaisseur : 10 x 0.2mm.  $W_{min}=0.15mm$ ,  $G_{min}=0.175mm$ .

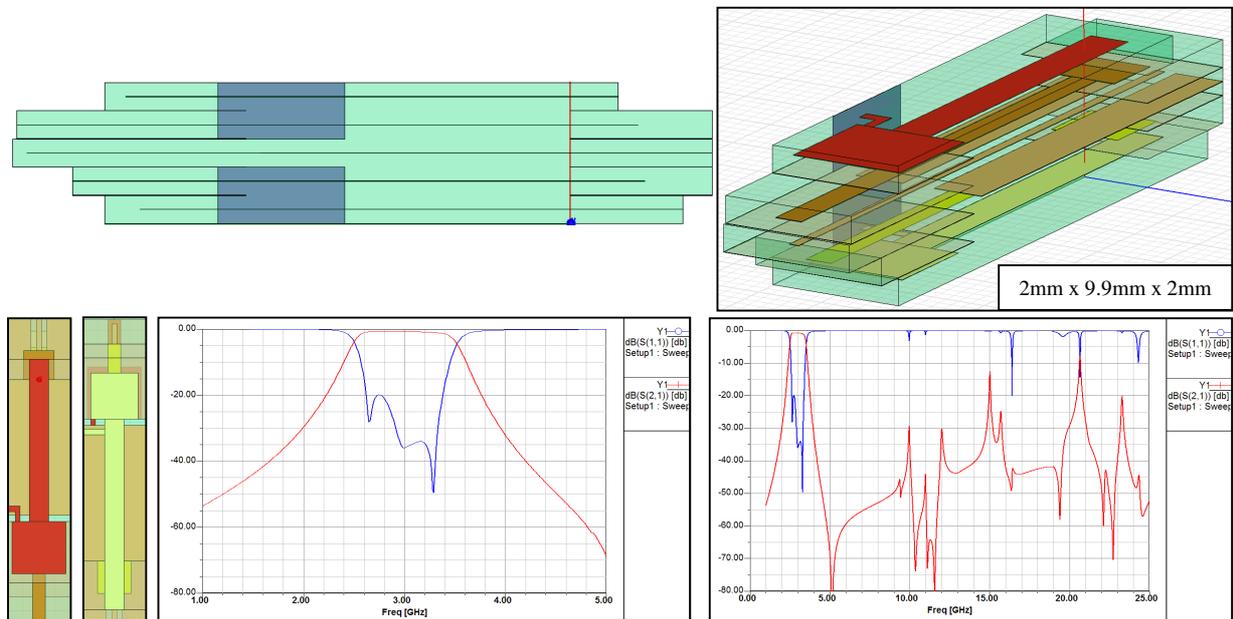


Figure VII-8 : Filtre à suppression d'harmoniques 2 : vues de côté, en 3 dimensions, de dessus, de dessous et réponses associées. Epaisseur : 10 x 0.2mm.  $W_{min}=0.15mm$ ,  $G_{min}=0.175mm$ .

La structure, Figure VII-8, élargit la bande rejetée, mais au prix d'une plus grande irrégularité hors bande et d'une plus grande surface nécessaire. De plus ces filtres, ainsi que le suivant, VII.C.2, sont très larges (2mm) par rapport à un VIF standard.

Les deux filtres présentent de bonnes adaptations dans les bandes ainsi que des bandes passantes légèrement supérieures à 25%.

Cette solution est intéressante si l'élargissement voulu de la bande rejetée est assez faible ou si les niveaux de réjection nécessaires ne dépassent pas 30dB. Cependant, il est difficile pour ce type de filtre, où la structure est compacte et les couplages forts, de filtrer parfaitement les résonances supérieures ou d'empêcher des couplages même si les fréquences de résonance au delà de  $f_0$  sont différentes. Ainsi, il devient difficile d'éloigner suffisamment ces fréquences lorsque le nombre de résonateur augmente (chaque résonateur résonne à  $f_0$  et à une fréquence différente, si possible séparée d'au moins 1 GHz par rapport aux autres).

### VII.C.2. Filtre à harmoniques « décalées »

Le filtre suivant, Figure VII-9, présente une large bande, supérieure à 40%, pour un encombrement réduit (6mm x 2mm) au vu de celui requis par les deux filtres précédents. A noter également qu'un résonateur en  $\lambda/4$  à 3 GHz, dans la même technologie, mesurerait environ 9.5mm.

Afin d'obtenir des gammes de couplage plus adéquates, les barreaux ne sont plus espacés en hauteur de 0.4mm mais de 0.3mm, soit 3 couches de 0.1mm d'épaisseur. De plus ce choix d'épaisseur pour les couches permet d'obtenir des capacités plus fortes mais il entraîne également un nombre de couches plus important pour réaliser le filtre (16 x 0.1mm pour le filtre final). Le filtre obtenu est néanmoins plus facile à concevoir puisque les barreaux partagent les mêmes longueurs (les capacités ont cependant des dimensions différentes).

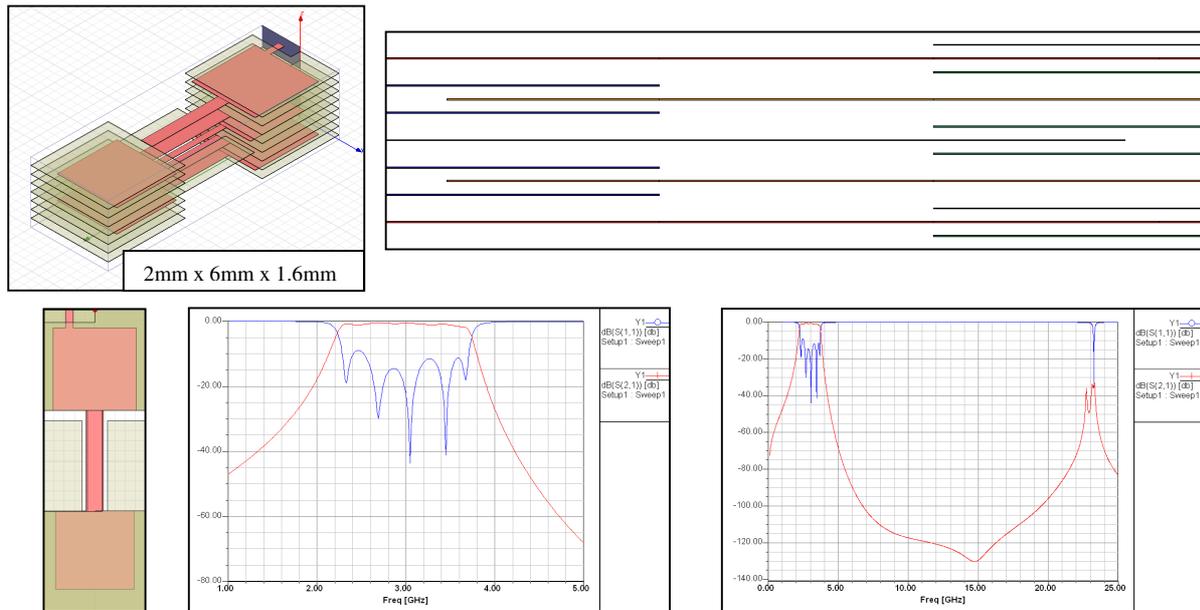


Figure VII-9 : Filtre à suppression d'harmoniques 3 : vues de côté, en 3 dimensions, de dessus, de dessous et réponses associées. Epaisseur :  $16 \times 0.1\text{mm}$ .  $W_{\text{min}}=0.145\text{mm}$ ,  $G_{\text{min}}=0.175\text{mm}$ .

Le comportement hors bande n'est pas chahuté comme pour les filtres précédents car la 2<sup>o</sup> harmonique des doigts a été « décalée » et non filtrée. Le résultat est un filtre qui présente une bande rejetée jusqu'à 22 GHz avec un excellent niveau d'isolation ( $> 70\text{dB}$ ) entre les accès du filtre. Du point de vue de la suppression d'harmonique dans la bande d'intérêt (2-20GHz), cette solution est la plus pertinente. Cependant, le filtre obtenu est aussi plus complexe et, de par les forts effets capacitifs nécessaires, ce filtre est aussi le plus sensible aux dispersions de fabrication.

En outre, il existe une autre limitation à l'utilisation de ce filtre, limitation partagée avec les deux filtres précédents : la bande passante maximum possible n'est limitée ni par les couplages entre les doigts, ni par les largeurs de lignes, ni par les dimensions des gaps mais par les couplages aux accès. En effet, il est difficile de réaliser des couplages aux accès forts lorsque le doigt n'est qu'une fraction de  $\lambda/4$  à la fréquence centrale. Cette limitation a amené, pour le dernier filtre, à déplacer les accès, initialement sur les côtés, aux bouts des doigts d'entrée et de sortie afin d'obtenir les couplages aux accès les plus forts possibles. Il y a donc un compromis entre largeur de bande possible et élargissement de la bande rejetée. Une autre solution à ce problème pourrait consister en la création d'un filtre non plus normalisé sur  $50\Omega$  mais sur  $25\Omega$  par exemple.

## VII.D. Filtre bi-bande

Une illustration de l'intérêt de la maîtrise des couplages positifs pour les inter-digités peut être trouvée dans les filtres bi-bandes. Si l'on considère la matrice de couplage de la Figure VII-10 ne faisant intervenir que des couplages positifs, il est a priori possible de réaliser ce type de filtre en combinant des couplages positifs adjacents et superposés.

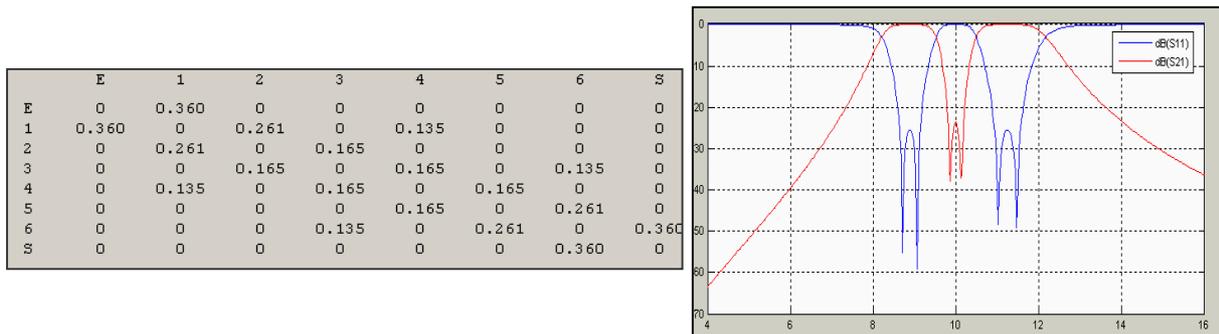


Figure VII-10 : Matrice des couplages dé-normalisés objectif et réponse associée.

Après dimensionnement puis optimisation rapide de la structure, le filtre, Figure VII-11, est obtenu :

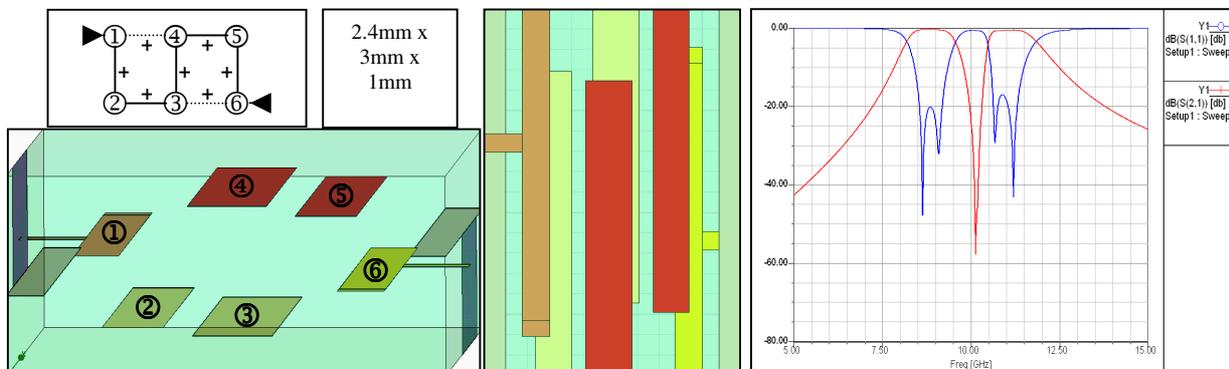


Figure VII-11 : Filtre inter-digité bi-bande 6 pôles: topologie, aperçu en 3 dimensions, vue de dessus, et réponse associée.

Bien que la conception de ce filtre soit de prime abord complexe, la réponse finale est très proche de celle souhaitée ce qui démontre la viabilité de telles structures pour concevoir des filtres bi-bande.

## VII.E. Quadruplets

De nombreux essais de quadruplets ont été réalisés afin de déterminer quelles étaient les structures élémentaires de couplage dont les combinaisons étaient les plus pertinentes. Un inventaire plus complet est donné en annexe C. Seules quelques structures sont détaillées ici.

### VII.E.1. Principe des synthèses

Les quatre couplages nécessaires à la constitution des quadruplets sont agencés suivant des topologies repliées (cf. chapitre I) : trois, exactement, sont de signes identiques afin de créer, en théorie, deux zéros de transmission, un de chaque côté de la bande, symétriques par rapport à celle-ci. Les signes des couplages utilisés sont rappelés pour chaque structure.

Les matrices de couplage ayant servi à l'élaboration des quadruplets ont dépendu des bandes potentiellement réalisables avec chaque structure choisie : la bande réalisable est directement liée à la gamme de couplage utilisée pour créer les couplages adjacents. Si les couplages réalisables sont forts, la bande du filtre sera large, si les couplages réalisables sont faibles, elle sera étroite.

Trois réalisations sont décrites ci-dessous :

- La première structure, présentée Figure VII-12, fait intervenir deux couplages négatifs et un couplage positif pour le chemin principal : les couplages négatifs sont réalisés par des lignes  $\lambda/12$ , et le couplage positif par un 'H'. Le couplage entre les résonateurs non adjacents (le premier et le quatrième barreau) est négatif et est accompli, là encore, par une ligne  $\lambda/12$ . Un mur de vias est utilisé pour diminuer les couplages parasites entre les résonateurs ① et ③ et les résonateurs ② et ④.

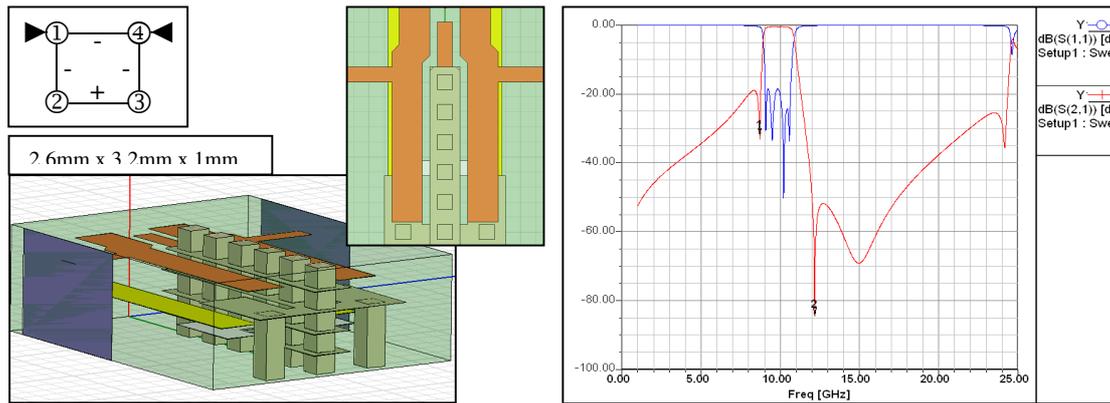


Figure VII-12 : Quadruplet1 : topologie, aperçu en 3 dimensions, vue de dessus et réponse associée.

Conformément aux attentes deux zéros sont obtenus, néanmoins la réponse est fortement dissymétrique, la faute en revenant aux couplages parasites malgré la présence du mur de via.

- La deuxième structure, présentée Figure VII-13, est une variation de la première : le mur de vias a été supprimé puisqu'il ne diminuait pas suffisamment les couplages parasites. La structure ainsi obtenue est plus facile à fabriquer et ne contient pas de dimensions trop critiques.

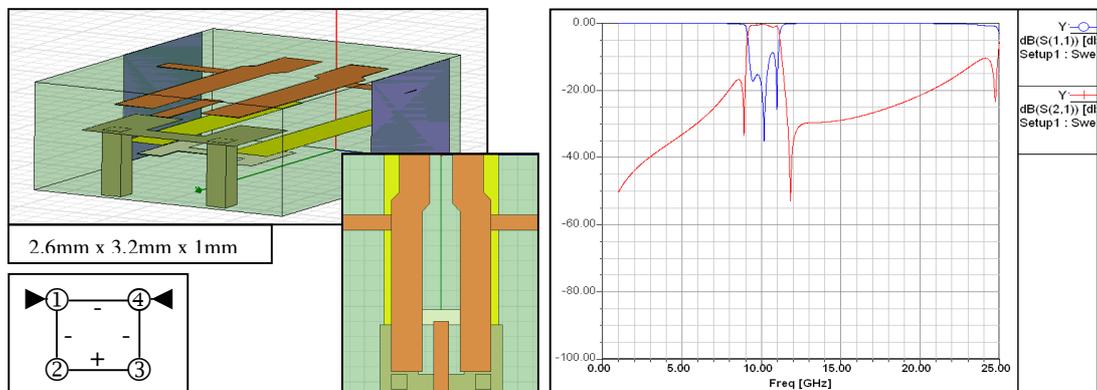


Figure VII-13 : Quadruplet 2 : topologie, aperçu en 3 dimensions, vue de dessus et réponse associée.

La réponse obtenue est toujours dissymétrique mais moins que pour la version précédente, preuve qu'isoler les résonateurs n'est pas forcément la meilleure méthode pour lutter contre les couplages parasites s'installant à l'intérieur d'un quadruplet.

- La troisième structure est constituée par trois couplages négatifs, pour les couplages principaux, et par un couplage positif entre les résonateurs ① et ④. Bien que les résonateurs soient séparés par une rangée de vias ou une portion de plan de masse, les couplages parasites sont, là encore, très importants. Cependant ils sont différents par rapport aux cas précédents et entraînent cette fois la création d'un zéro supplémentaire à gauche.

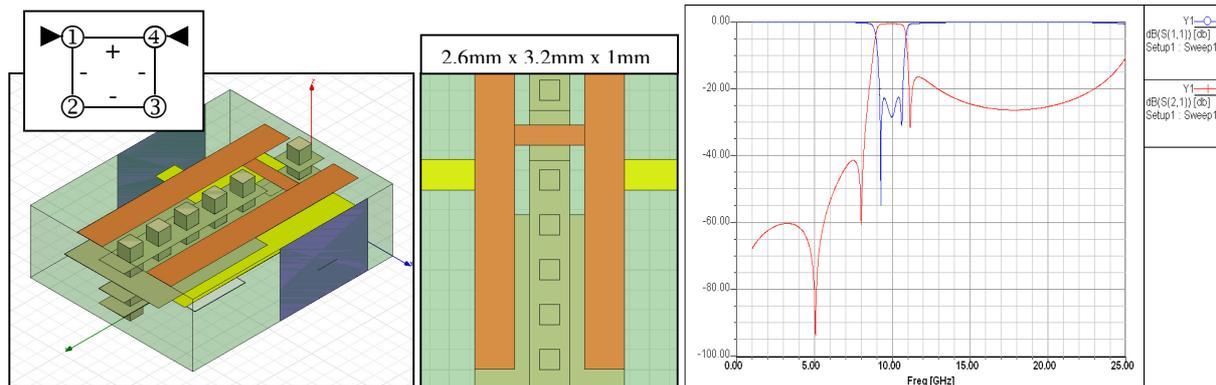


Figure VII-14 : Quadruplet 3 : topologie, aperçu en 3 dimensions, vue de dessus et réponse associée.

Cette structure a également fait l'objet d'une version à une fréquence plus élevée (centrée autour de 17GHz), présentée en annexe C – Quadruplet HF, et pour laquelle, la réponse obtenue est très similaire à celle du quadruplet 3. Pour cette structure la nature et l'importance relative des couplages parasites évoluent peu avec la fréquence.

Les quadruplets 1 et 3 peuvent être avantageux si les gabarits spécifiés sont plus exigeants d'un côté de la bande que de l'autre. Cependant le but reste d'obtenir des réponses symétriques, et contrôlées. Le quadruplet 3 permet d'illustrer les différents choix qui s'offrent au concepteur pour remédier aux problèmes engendrés par les couplages parasites.

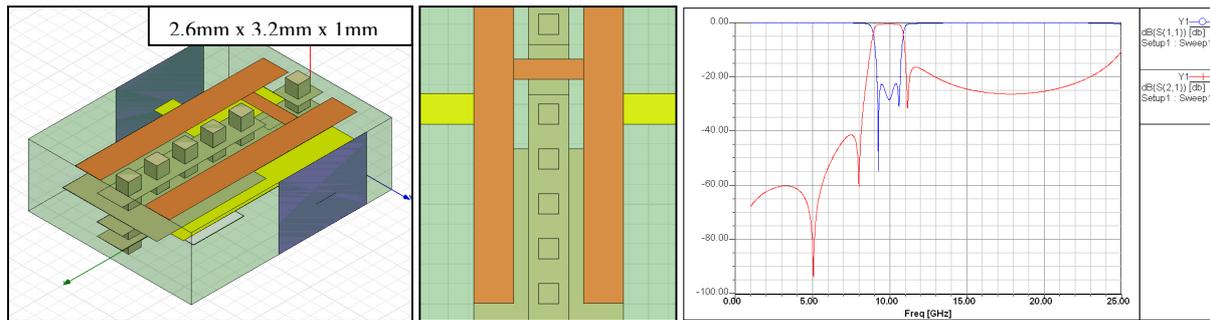
## VII.E.2. Solutions pour minimiser les couplages parasites

Pour les structures précédentes, les couplages parasites dissymétrisent les réponses attendues et il devient alors plus difficile de prévoir quelle sera la réponse d'un FIF d'après sa matrice objectif.

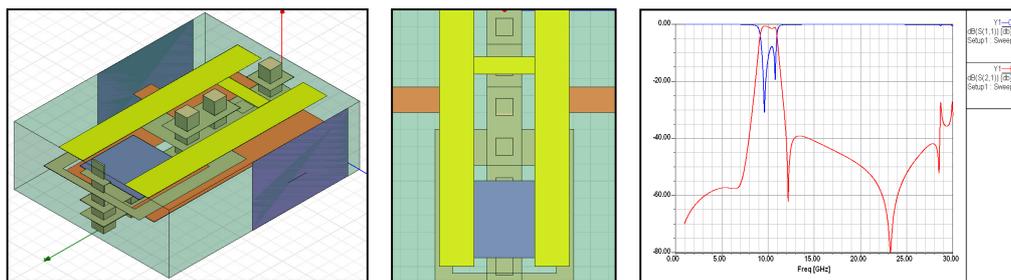
Plusieurs solutions ont été envisagées :

- Compenser ces couplages par optimisation ou modification de la matrice de couplage objectif, tout en considérant les couplages parasites comme inchangés. Cette solution n'a malheureusement donné aucun résultat satisfaisant.
- Rajouter des plans de masse et des murs de vias, pour isoler les résonateurs et mieux contrôler les couplages réalisés. Le seul effet constaté a été une diminution globale des couplages, sans pour autant avoir un impact décisif sur les couplages parasites par rapport aux couplages de la matrice objectif.
- Rajouter des structures réalisant des couplages entre les éléments non adjacents, de signes opposés, de manière à diminuer les couplages parasites. Cette solution n'a pas été sans résultats puisque des réductions des couplages parasites ont pu être constatées (Figure VII-15). Cependant il n'est pas pour autant aisé de choisir quelle structure utiliser car, du fait de la compacité du filtre, tous les résonateurs sont alors couplés à la structure choisie et tous les couplages s'en trouvent modifiés. Ainsi cette solution est aussi efficace que difficile à automatiser dans un processus de synthèse ou à généraliser pour tout type de structure.

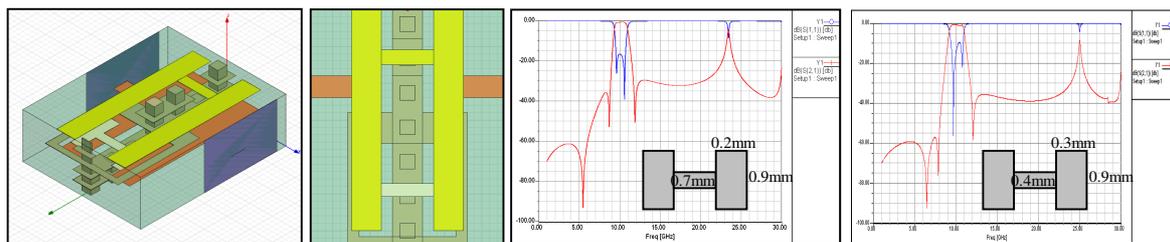
Cette dernière solution a été mise en œuvre pour le quadruplet 3 et la Figure VII-15 illustre les résultats obtenus.



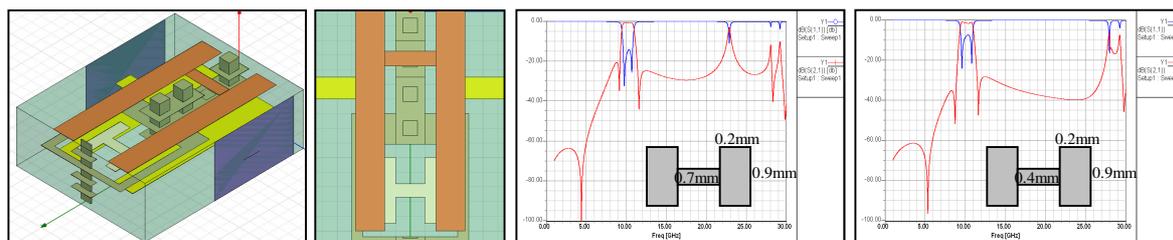
a) Structure initiale



b) Structure avec insertion d'un rectangle dans le mur de vias (0.9mm x 1mm)



c) Structure avec insertion d'un 'H' dans le mur de vias.



d) Structure avec insertion d'un 'H' dans le mur de via + diminution du mur au niveau du 'H'

Figure VII-15 : Structures initiale ( a ), compensatrices ( b ), c) et d) ) et réponses obtenues pour le quadruplet 3.

L'introduction de structures supplémentaires a permis de modifier les niveaux de couplages parasites existants et de mieux contrôler la réponse du filtre. Les compensations effectuées ne sont pas parfaites puisqu'une certaine dissymétrie est conservée, mais la réduction des couplages parasites en découplant permet de gagner en isolation hors bande.

Les résonances parasites introduites par le ‘H’ ou le carré sont aussi impactées par les modifications de ces structures mais restent supérieures à 20GHz.

Un autre exemple de compensation est donné en annexe C.

## VII.F. Sextuplet

Le sextuplet, présenté Figure VII-16, est un filtre à six pôles utilisant quatre couplages négatifs, par l’entremise de doigts en  $\lambda/12$ , et un couplage positif, réalisé par un ‘H’. Cependant, volontairement, aucun couplage non adjacent n’est réalisé pour cette structure : l’approche a consisté en l’utilisation et la modification des couplages parasites existant naturellement dans ce type de structure plutôt que d’essayer de réaliser une structure qui sera fortement modifiée par des couplages imprévisibles.

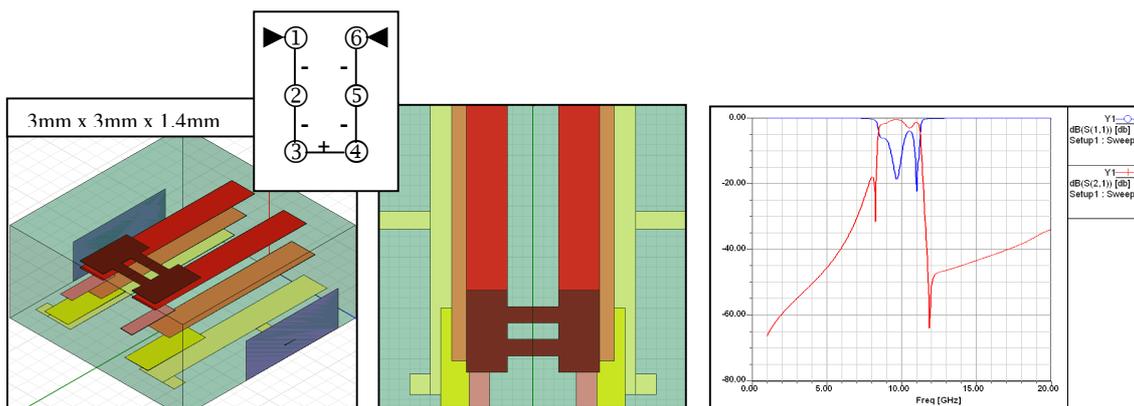


Figure VII-16 : Filtre 6 pôles : couplages négatifs par résonateurs  $\lambda/12$  et positif par un ‘H’.

La réponse obtenue comporte deux zéros, non symétriques, non prévus lors de la synthèse : cela démontre la présence de couplages non adjacents.

L’ajout d’un ‘H’ et la modification de ses dimensions permet alors de contrôler, du moins en partie, les couplages parasites oeuvrant au sein de la structure :

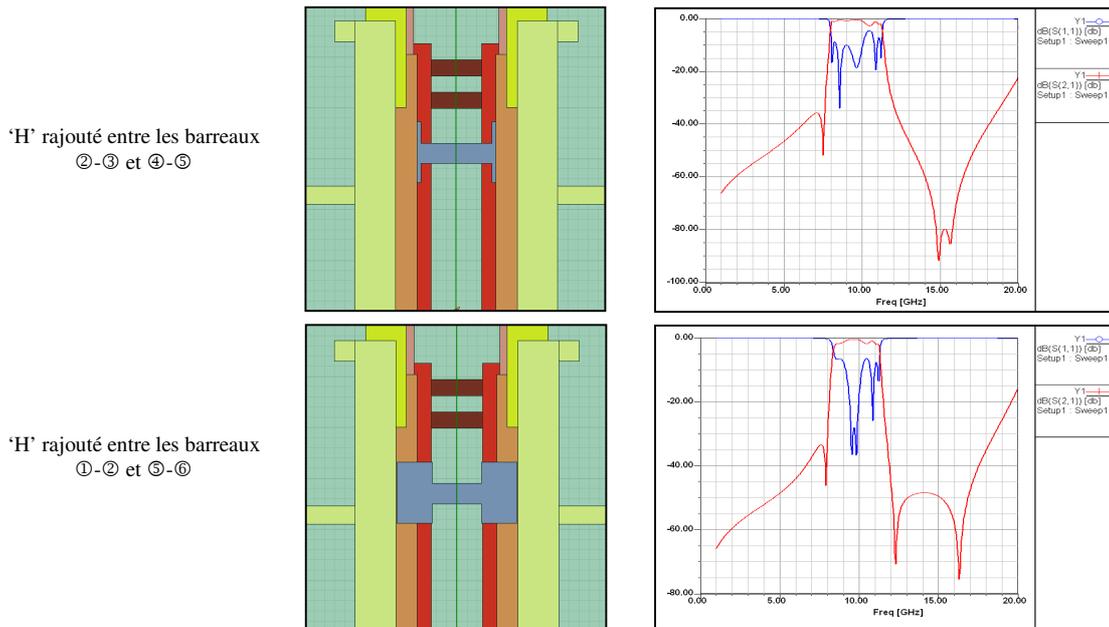


Figure VII-17 : Compensations pour le filtre à 6 pôles Figure VII-16.

Grâce aux compensations effectuées, les zéros, qui pénalisaient la réponse du filtre, contribuent dès lors efficacement à la sélectivité du filtre, et cela de chaque côté de la bande.

## VII.G. Conclusions

Au cours de ce chapitre, plusieurs structures ont permis de cerner les possibilités, les atouts et les limitations de ce qui est réalisable à l'aide des travaux effectués dans les chapitres précédents.

Dans l'optique d'une seconde maquette, les structures les plus pertinentes seraient les suivantes :

- Le duplexeur version 1, au sein d'un filtre plus sélectif (plus de pôles) et, éventuellement, s'appuyant sur un nouvel empilage afin d'obtenir des dimensions plus proches du standard et afin de décaler la résonance parasite HF.
- Des quadruplets, avec et sans compensation afin d'apprécier et de valider l'apport de ce type de correction.
- Un filtre serpent car ce type de filtre, évoqué au chapitre III, ayant été développé après la réalisation de la première maquette, n'a pas pu être validé.

---

## Références bibliographiques du chapitre VII

[86] **C.-F. Chen, T.-Y. Huang et R.-B. Wu**

*Design of microstrip bandpass filters with multiorder spurious-mode suppression.*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol53, n°12, décembre 2005, pp3788-3793.



---

# Conclusion générale et perspectives



L'objectif de cette étude est de proposer des filtres compacts, innovants, qui pourront parfaitement s'intégrer au sein d'équipements de réception hyperfréquences, actuels ou futurs, que ce soient des applications radars ou de guerre électronique.

Après avoir présenté les bases théoriques dans le **chapitre I**, conduisant à la notion de matrices de couplage, une méthode d'optimisation fondée sur ces dernières est introduite. Cette méthode a ensuite été améliorée et adaptée aux filtres larges bandes. Elle est donc utilisée tout au long de ce travail.

La liaison entre aspects théoriques et structures physiques est faite dans le **chapitre II** qui présente aussi les structures couramment utilisées ainsi que les technologies disponibles, servant de cadre à l'étude.

Puis dans le **chapitre III**, afin d'obtenir les filtres les plus compacts possibles, de nouvelles structures sont proposées à partir d'éléments évoqués précédemment, à savoir les filtres inter-digités, les fonctions de filtrage elliptiques – ou non – et les matrices de couplage. Ces nouvelles structures sont les suivantes :

- Filtres à topologie repliée (FIF ou Folded Interdigital Filters).
- Filtres à résonateurs superposés (VIF ou Vertical Interdigital Filters).
- Filtres « serpents »

En outre ce chapitre présente les structures élémentaires de couplage qui constituent les « briques » indispensables à la construction des filtres compacts évoqués par la réalisation de couplages positifs et négatifs, pour des résonateurs  $\lambda/4$  superposés ou côte à côte, de sens opposés ou identiques.

Afin d'aider à la conception de ces nouveaux dispositifs de filtrage, le **chapitre IV** fait état des formules analytiques utiles à la création de filtres inter-digités superposés ou non : les « différents types » de couplages  $y$  sont introduits dans le cas des résonateurs couplés en  $\lambda/4$ , l'un étant lié aux impédances paires et impaires (le facteur de couplage  $k$ ), l'autre aux fréquences de résonances (le couplage  $M$ ). Les formules permettant de réaliser les divers calculs de couplage sont également données et les relations indispensables à la création de filtres VIF  $y$  sont démontrées. Une méthode de conception des VIF  $y$  est d'ailleurs établie.

Dans la perspective d'une synthèse des filtres FIF, une méthode similaire de dimensionnement serait utile. Il serait alors vraisemblablement nécessaire de réaliser des abaques pour les structures les plus complexes de constituer une « bibliothèque » des couplages utilisables dans le but de réaliser ces dimensionnements.

Un autre prolongement de ce chapitre pourrait constituer en l'établissement de modèles plus performants pour prédire les décalages et autres modifications induites par l'utilisation des vias, et cela en fonction du profil de vias utilisé.

Une amélioration de la méthode de synthèse précédente, concernant les VIF, est obtenue via l'utilisation d'une méthode de calcul semi-analytique des impédances (la RBDM pour Rectangular Boundary Division Method) et est présentée au **chapitre V**. Celle-ci s'avère performante et est intégrée au sein d'un processus de conception complet allant de la matrice de couplage objectif au masque décrit par son DXF, l'étape précédant l'optimisation. Cependant, la RBDM n'a pu être généralisée et reste donc limitée à la description de cas simples et symétriques. Cette méthode ne peut donc, pour l'instant, être utilisée afin de dimensionner des structures plus complexes, mariant les deux types de couplages positifs naturels, comme dans le cas des filtres « serpents ».

Dans le cas contraire, une RBDM généralisée permettrait de concevoir des filtres interdigués standards ou des filtres « serpents » par un processus de synthèse très semblable à celui développé et dont les VIF ne seraient alors qu'un cas particulier. Il deviendrait également possible de repousser un certain nombre de limitations de la méthode actuelle comme l'obligation d'utiliser des substrats homogènes – en  $\epsilon_r$  et en épaisseur – pour constituer les filtres.

Afin de valider les nouveaux filtres proposés, des structures de référence sont créées et mesurées au **chapitre VI** : deux triplets (un avec zéro à droite et un avec zéro à gauche), reprenant les couplages utilisés pour les FIF, et un VIF. L'excellente adéquation entre les réponses attendues et celles mesurées permettent de valider l'ensemble du travail effectué : approche du problème, structures et méthode de simulation.

Elle autorise de plus l'élaboration de structures plus complexes en s'appuyant sur les mêmes méthodes de développement et de caractérisation des couplages.

Ainsi de nouvelles structures, plus poussées, sont introduites au **chapitre VII**. Les écueils, intérêts et perspectives des ces nouvelles structures sont alors discutés. Ces structures améliorent les précédentes en étendant notamment le champ d’application des filtres déjà introduits. Des solutions spécifiques (compensations) pour améliorer les réponses des FIF sont même proposées.

En perspective à ce travail, il serait utile d’améliorer et de généraliser les mécanismes de compensation décrit pour les FIF afin de réaliser plus facilement des structures plus complexes : la réalisation de FIF à 6 ou 8 pôles présentant un maximum de zéros permettrait d’obtenir d’excellentes fonctions de filtrage pour un encombrement minime.

Une grande diversité de filtres découle ainsi de cette étude, ce qui est un atout majeur dans la réalisation de systèmes hyperfréquences, notamment lorsqu’on souhaite pouvoir intégrer des filtres de manière discrète dans des empilages pré-existants. Le tableau suivant compare les différents filtres entre eux :

	ID standard	VIF	FIF	FIF compensé	Filtre « serpent »
<u>Surface requise.</u>					
Complexité de fabrication – coût.					
Sélectivité à n fixé.					
Satisfaction d’un gabarit dissymétrique.					
Complexité de conception.					

*Tableau récapitulatif des principaux types de structures abordés en fonction de diverses contraintes industrielles.*

En conclusion, pour satisfaire un besoin impératif en compacité, les VIF sont les plus performants. S’il est nécessaire de satisfaire un gabarit de manière optimale ou avec un nombre de pôles réduit (afin de diminuer les pertes par exemple) les FIF, compensés ou non, sont les filtres les plus pertinents. Enfin, les filtres « serpents » représentent le meilleur

compromis possible, en surface, coût, complexité de conception et cela surtout pour des ordres élevés.

---

# Annexes



---

## Annexe A : Guide de choix des structures de couplage élémentaires

Ci après, sont présentés des éléments utiles pour la réalisation de filtres inter-digités en 3D, qu'il s'agisse de FIF, de VIF, ou plus généralement de n'importe quelle structure de filtrage à résonateurs en  $\lambda/4$ . Ce guide a pour but d'aider dans le choix les éléments à assembler pour créer les couplages dictés par une matrice de couplage objectif selon qu'ils sont « plutôt forts » ou « plutôt faibles ».

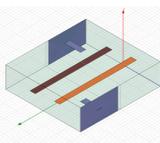
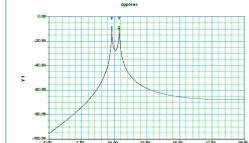
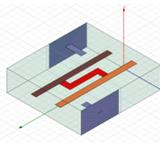
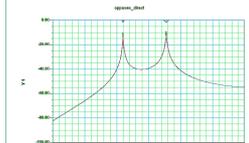
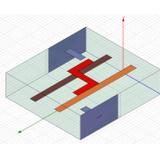
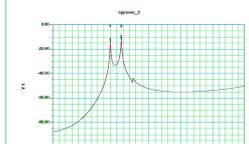
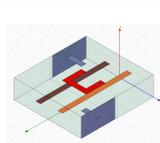
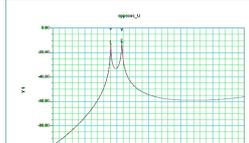
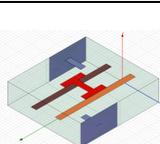
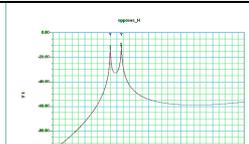
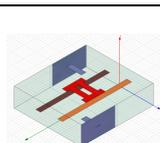
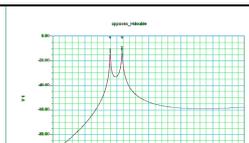
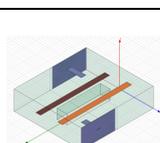
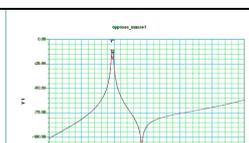
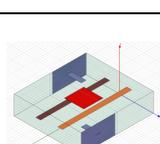
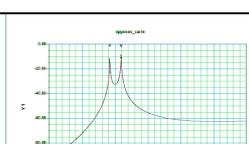
Les gammes de couplages précises dépendant de l'empilage choisi et des limites technologiques, il n'est donc pas question de caractériser « dans l'absolu » telle ou telle configuration mais plutôt d'évaluer qualitativement les gammes de couplages possibles les unes par rapport aux autres. Les échelles fréquentielles sont identiques afin de pouvoir facilement comparer les couplages obtenus pour des positions standards (résonateurs « ni trop près ni trop loin »).

Le tableau A-1 dresse une liste des structures de couplage élémentaires testées et évalue les couplages dans le cas des doigts en sens opposés.

Une liste analogue est réalisée dans le tableau A-2 mais pour les doigts orientés dans le même sens.

Le tableau A-3 permet d'évaluer les fréquences de résonance associées aux structures rajoutées. Les valeurs obtenues dépendent évidemment de l'empilage choisi et ne permettent pas de garantir que telle ou telle structure adjointe aura systématiquement une fréquence de résonance supérieure à 3 fois la fréquence centrale du filtre. En revanche, il est possible à partir des courbes rapportées d'estimer quelles sont les structures qui, à empilage identique, présenteront des fréquences de résonance plus faibles ou plus élevées que les autres.

Tableau A-1 : Configurations de couplage pour les doigts en sens opposés.

Configurations		Aperçus	Carac. couplage	Signe	Remarques	
Barreaux en sens opposés	Barreaux sur un même plan	∅			+	▪ Couplage naturel moyen.
		Par connexion			-	▪ Couplage négatif très fort. ▪ Décalage de la fréquence de résonance vers les hautes fréquences.
		S			+	▪ Augmente légèrement le couplage naturel.
		U			+	▪ Augmente légèrement le couplage naturel.
		H			+	▪ Augmente légèrement le couplage naturel.
		H double			+	▪ Augmente légèrement le couplage naturel.
		masse (mi-hauteur)			+	▪ Diminue fortement le couplage.
		carré			+	▪ Augmente légèrement le couplage naturel.

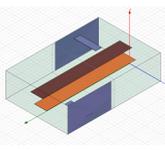
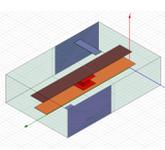
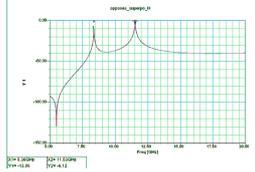
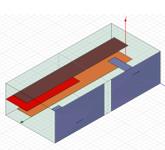
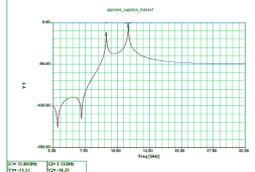
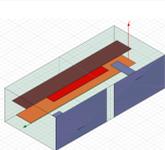
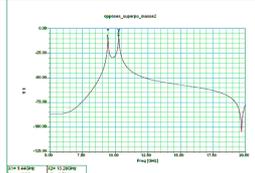
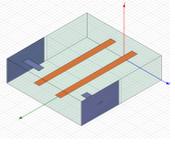
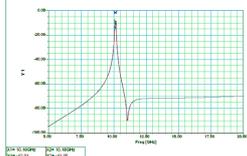
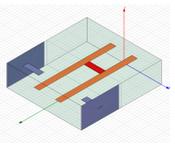
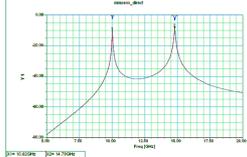
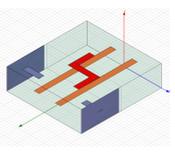
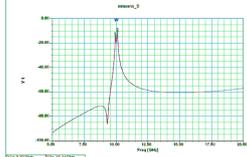
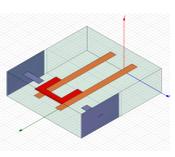
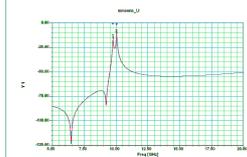
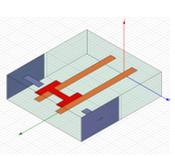
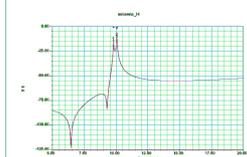
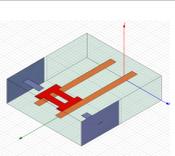
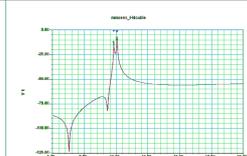
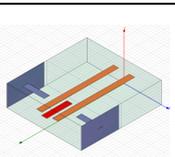
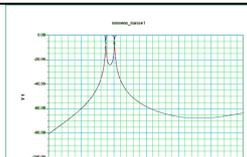
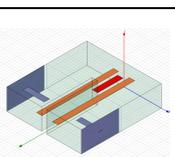
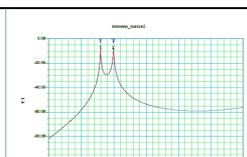
<b>Barreaux superposés</b>	$\emptyset$			+	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Couplage naturel fort.</li> </ul>
	H			+	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Augmente légèrement le couplage naturel.</li> </ul>
	masse sur côté (extrémité)			+	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Permet de diminuer légèrement le couplage entre les deux résonateurs.</li> </ul>
	masse sur côté (milieu)			+	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Permet de bien diminuer le couplage entre les deux résonateurs.</li> </ul>

Tableau A-2 : Configurations de couplage pour les résonateurs orientés dans le même sens.

Configurations		Aperçus	Carac. couplage	Signe	Remarques	
Barreaux dans le même sens	Barreaux dans un même plan	∅			-	▪ Couplage naturel très faible.
		Par connexion			-	▪ Couplage négatif très fort. ▪ Décalage de la fréquence de résonance vers les hautes fréquences.
		S			+	▪ Couplage positif très faible.
		U			+	▪ Couplage positif faible
		H			+	▪ Couplage positif faible à moyen.
		H double			+	▪ Couplage positif faible à moyen.
		$\lambda/12$ (bout de doigt)			-	▪ Augmentation du couplage négatif naturel.
		$\lambda/12$ (début de doigt)			-	▪ Augmentation du couplage négatif naturel.

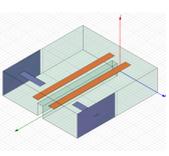
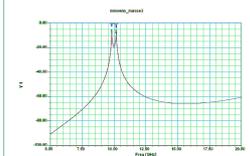
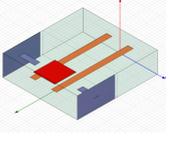
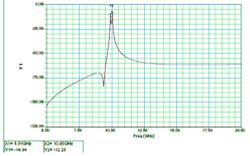
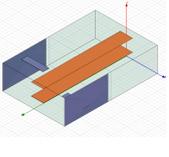
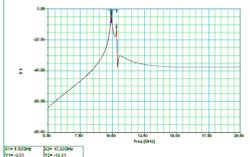
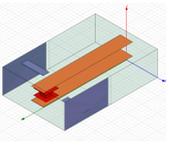
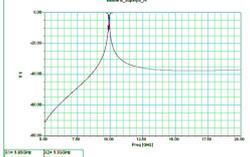
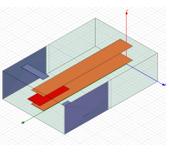
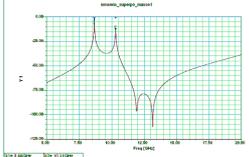
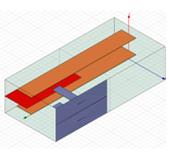
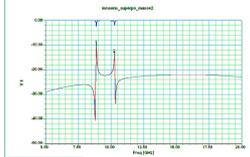
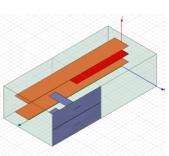
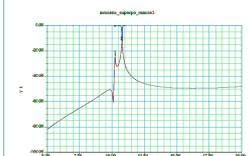
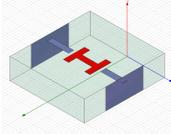
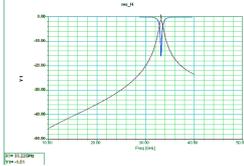
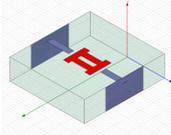
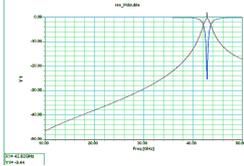
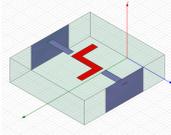
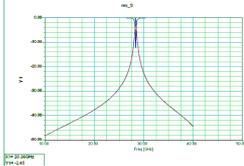
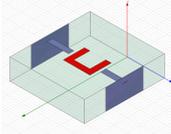
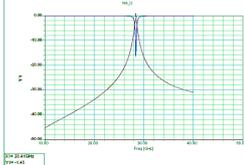
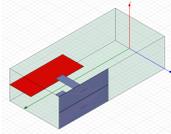
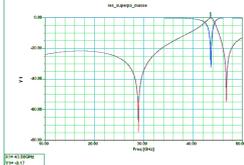
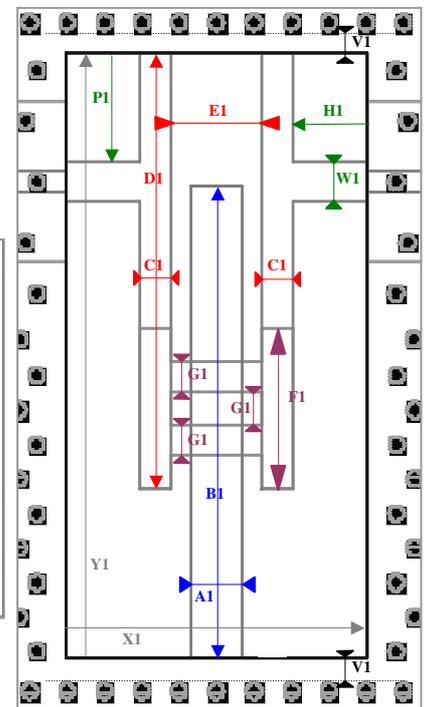
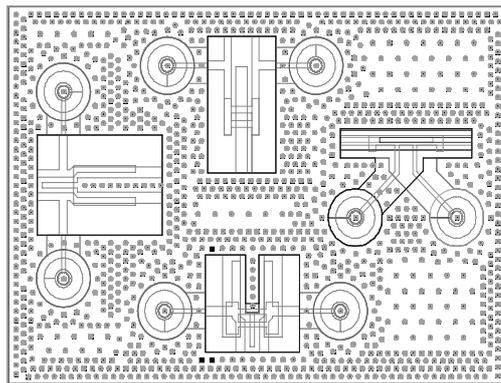
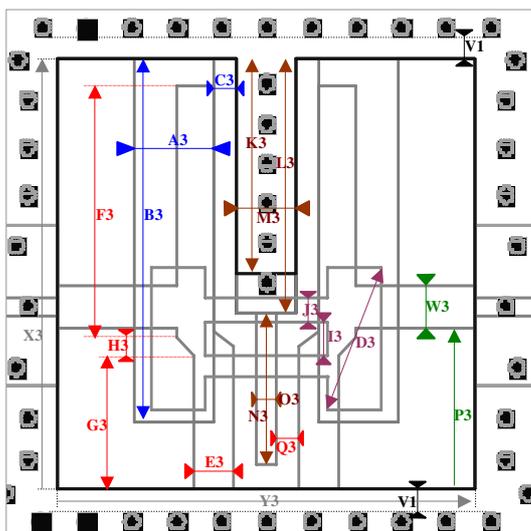
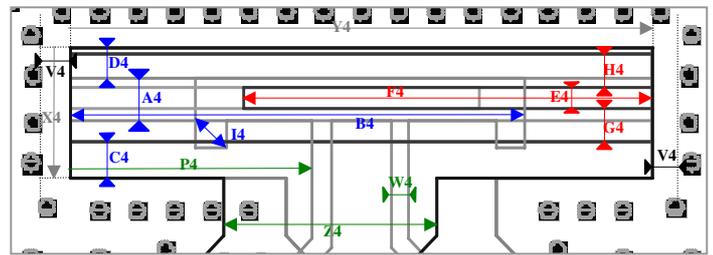
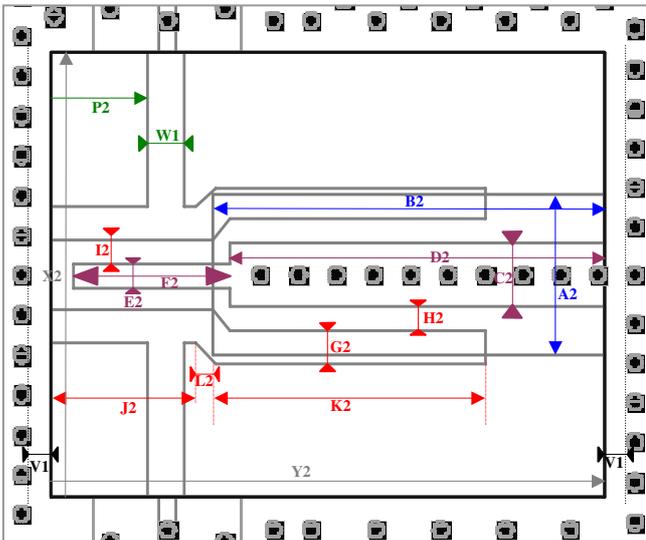
<b>Barreaux superposés</b>		Mur de masse (mi-hauteur)			-	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Augmentation du couplage négatif naturel.</li> </ul>	
		carré			+	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Couplage positif très faible.</li> </ul>	
		<b>Barreaux superposés</b>	∅			-	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Couplage négatif naturel faible.</li> </ul>
			H			+	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Couplage positif très faible.</li> </ul>
			$\lambda/12$			-	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Forte augmentation du couplage négatif.</li> </ul>
			masse sur côté (extrémité : tête de barreau)			-	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Forte augmentation du couplage négatif.</li> </ul>
			masse sur côté (extrémité : pied de barreau)			+	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Obtention d'un couplage positif faible à moyen.</li> </ul>

Tableau A-3 : Résonances des structures additionnelles.

Elément	Aperçu	Résonance	Remarques
H			<ul style="list-style-type: none"> <li>Fréquence de résonance bien supérieure à <math>3f_0</math> dans l'exemple sélectionné</li> </ul>
H double			<ul style="list-style-type: none"> <li>Pour un même niveau de couplage (cf. tableaux précédents), la fréquence de résonance est plus élevée.</li> </ul>
S			<ul style="list-style-type: none"> <li>Fréquence de résonance la plus basse.</li> </ul>
U			<ul style="list-style-type: none"> <li>Même fréquence de résonance.</li> </ul>
Masse sur le côté			<ul style="list-style-type: none"> <li>Fréquence de résonance haute.</li> </ul>

# Annexe B : Maquette réalisée



Dimensions exprimées en  $\mu\text{m}$ .  
Valeurs mesurées à  $\pm 5\mu\text{m}$ .

<b>Prévu :</b>
<b>Mesuré :</b>
A1 = 340
400
B1 = 2964
X
C1 = 210
210-240
D1 = 2727

Xtotal = 14.87 mm  
Ytotal = 10.50 mm

<b>Prévu :</b>
<b>Mesuré :</b>
A2 = 1000
980
B2 = 2613
X
C2 = 400
370
D2 = 2500
X
E2 = 150
155
F2 = 1050
X

<b>Prévu :</b>
<b>Mesuré :</b>
A3 = 531
520
B3 = 2270
X
C3 = 150
145-165
D3 = 900x370
X
E3 = 250
280
F3 = 1570
X

<b>Prévu :</b>
<b>Mesuré :</b>
A4 = 261
220
B4 = 3044
X
C4 = 370
X
D4 = 186
X
E4 = 132
X
F4 = 2734
X

## Annexe C : Autres structures simulées

Les structures sont détaillées à l'aide de la trame suivante :

Nom de la structure.		
Epaisseurs des couches.	Gap et largeur minimum, en mm (Gmin et Wmin sont des dimensions très critiques pour la fabrication).	Dimensions de la structure, en mm.
Points positifs.		Points négatifs.

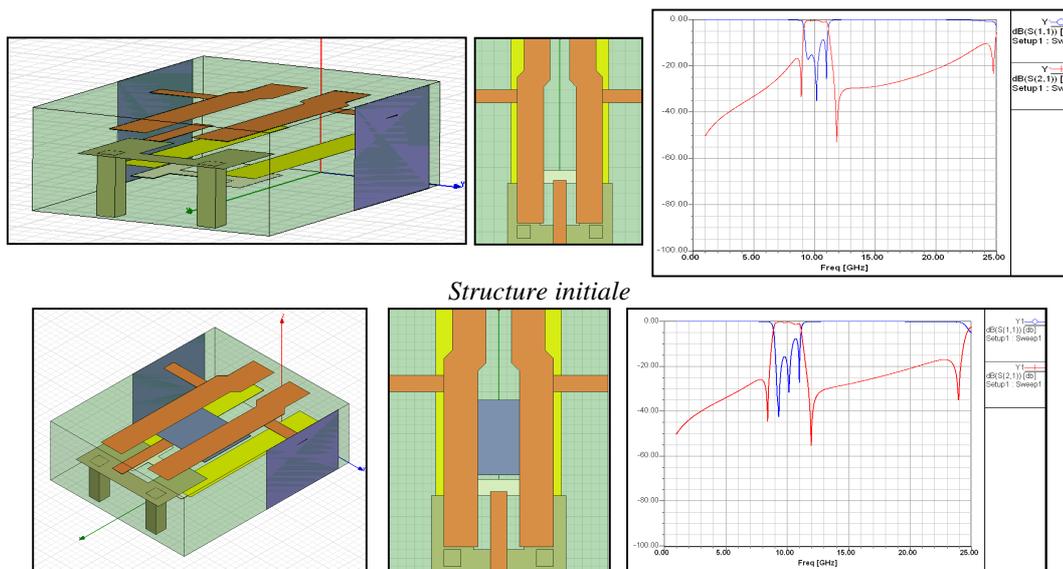
L'astérisque (\*) pour Gmin ou Wmin indique que la dimension n'est pas une dimension critique.

Ces structures ont moins d'intérêt que celles présentées au chapitre VII mais sont néanmoins listées car elles découlent naturellement des travaux précédents. Cependant elles montrent les différentes difficultés et écueils de ces types de structures.

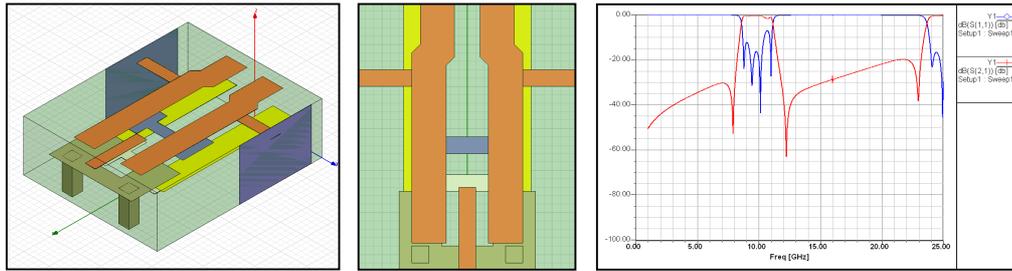
Tous les empilages présentés sont liés à la filière LTCC (substrats de Ferro A6-S).

### Quadruplets

Compensations obtenues pour le quadruplet 2, présentés au VII.D.1 :

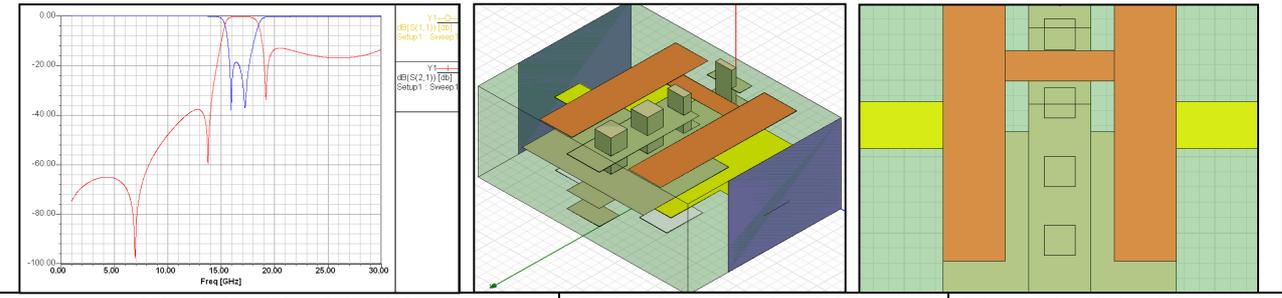


Correction 1 : insertion d'un carré.



Correction 2 : insertion d'un 'H'

### Quadruplet HF



0.2 – 0.2 – 0.2 – 0.2 – 0.2

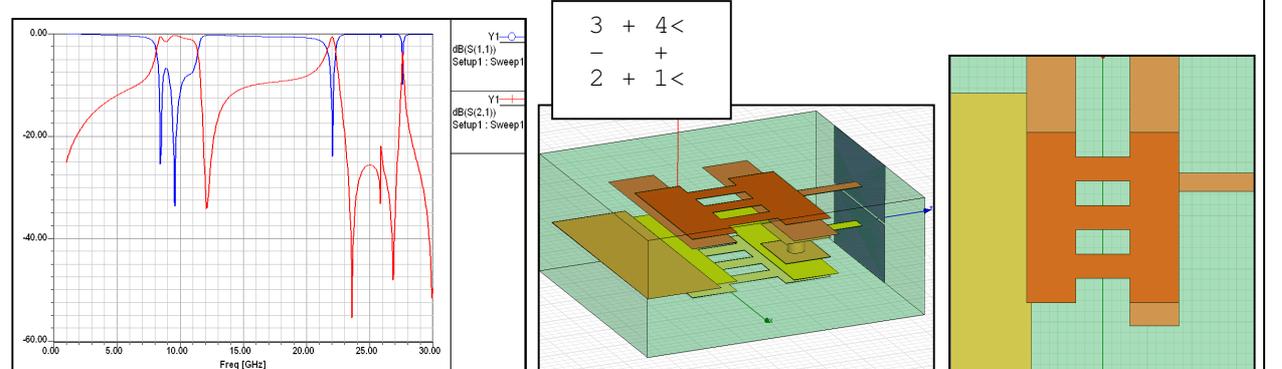
Gmin : 0.15 - Wmin : 0.2\*

Dim : 1.9 x 2.6 x 1

- Version haute fréquence du quadruplet 3 (VII.E.1)
- Très grande similarité de la structure et de la réponse associée.

- Limitations identiques à celles de la structure de base.

### Quadruplet a1



0.3 – 0.1 – 0.1 – 0.1 – 0.1 – 0.1 – 0.1 – 0.3

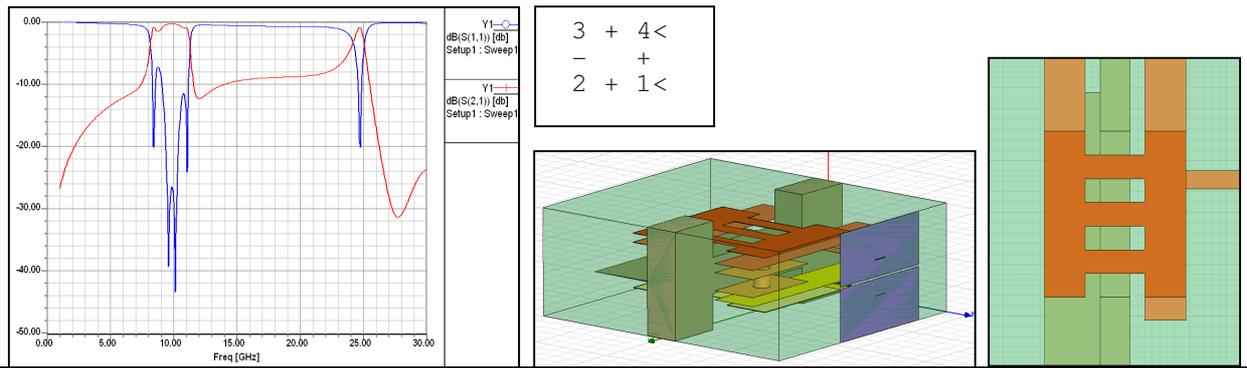
Gmin : 0.23\* - Wmin : 0.175\*

Dim : 3 x 3.4 x 1.2

- Design relativement simple.
- Pas de dimensions « critiques »

- Fortes résonances parasites HF.
- Un seul zéro présent.

### Quadruplet a2



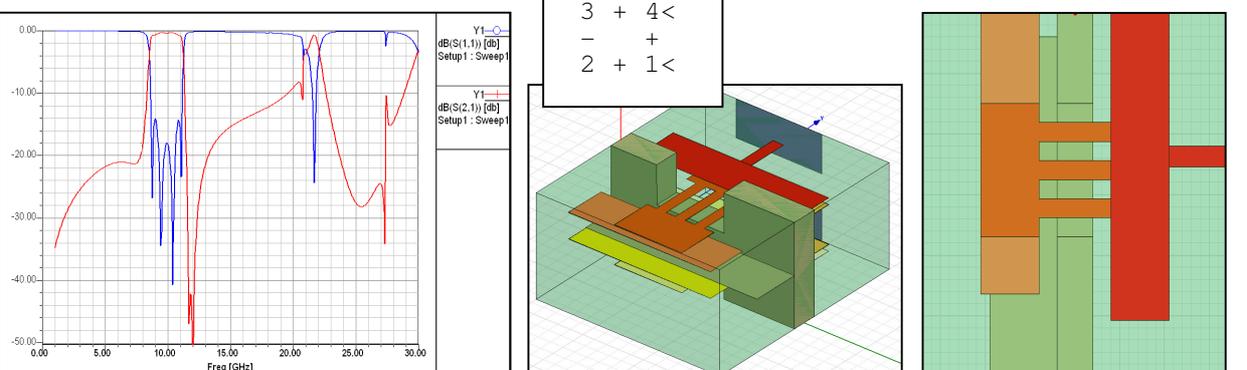
0.3 - 0.1 - 0.1 - 0.1 - 0.1 - 0.1 - 0.1 - 0.3

Gmin : 0.2 - Wmin : 0.175\*

Dim : 3 x 3.4 x 1.2

- Résonance parasite HF.
- Pas de zéro marqué.

### Quadruplet a3



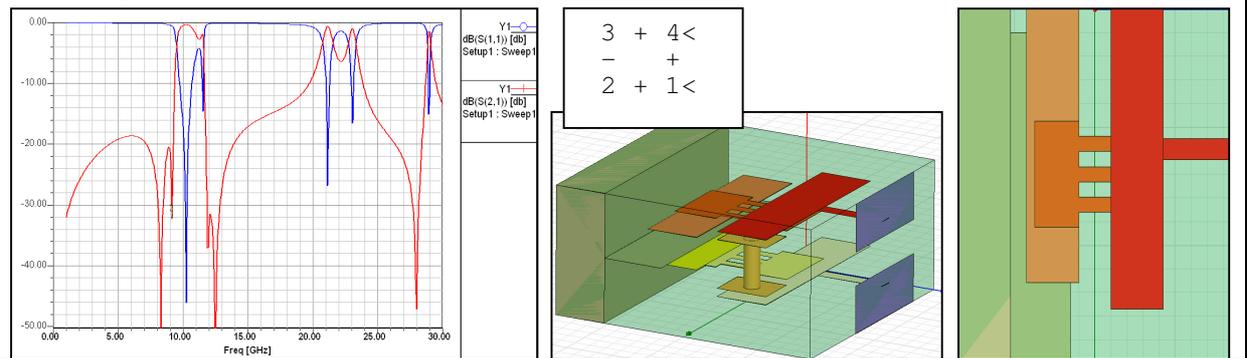
0.4 - 0.1 - 0.1 - 0.2 - 0.2 - 0.1 - 0.1 - 0.4

Gmin : 0.2 - Wmin : 0.175\*

Dim : 3 x 3.4 x 1.6

- Design permettant de meilleurs couplages positifs.
- Résonance parasite HF.

### Quadruplet a4



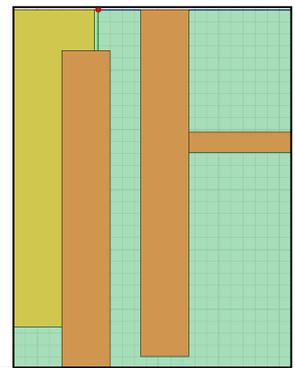
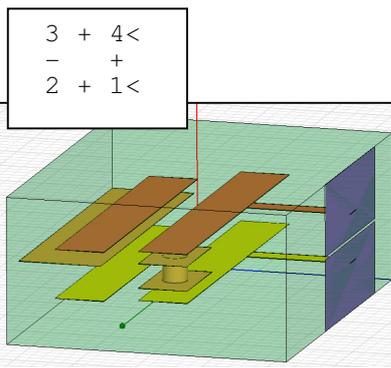
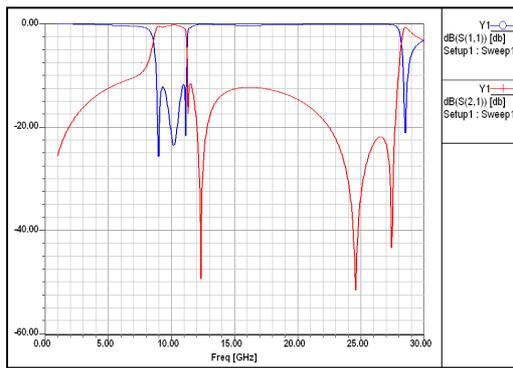
0.4 - 0.1 - 0.1 - 0.2 - 0.2 - 0.1 - 0.1 - 0.4

Gmin : 0.2\* - Wmin : 0.175\*

Dim : 3 x 2.75 x 1.6

- Zéros marqués, bonne sélectivité.
- Design assez compact.
- Pas de dimensions « critiques ».
- Zéros parasites ramenés par les entrées difficiles à maîtriser.
- Fortes résonances parasites HF.

### Quadruplet a5



0.4 – 0.1 – 0.1 – 0.1 – 0.4

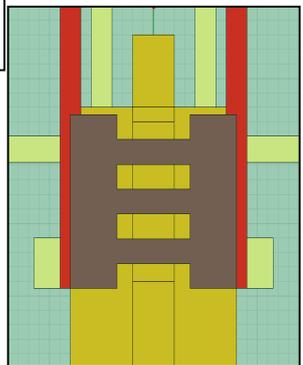
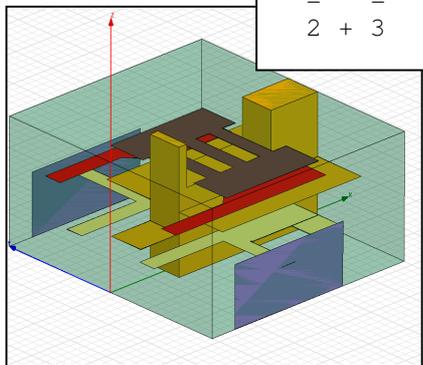
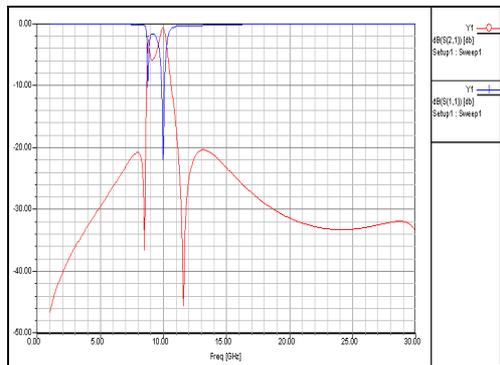
Gmin : 0.2 - Wmin : 0.175\*

Dim : 3 x 2.3 x 1.2

- Design simple.
- Pas de dimensions « critiques » .
- Pas de résonance parasite.

- Pas de zéro à gauche, nuit à la sélectivité du filtre.

### Quadruplet a6



0.4 – 0.2 – 0.2 – 0.1 – 0.3

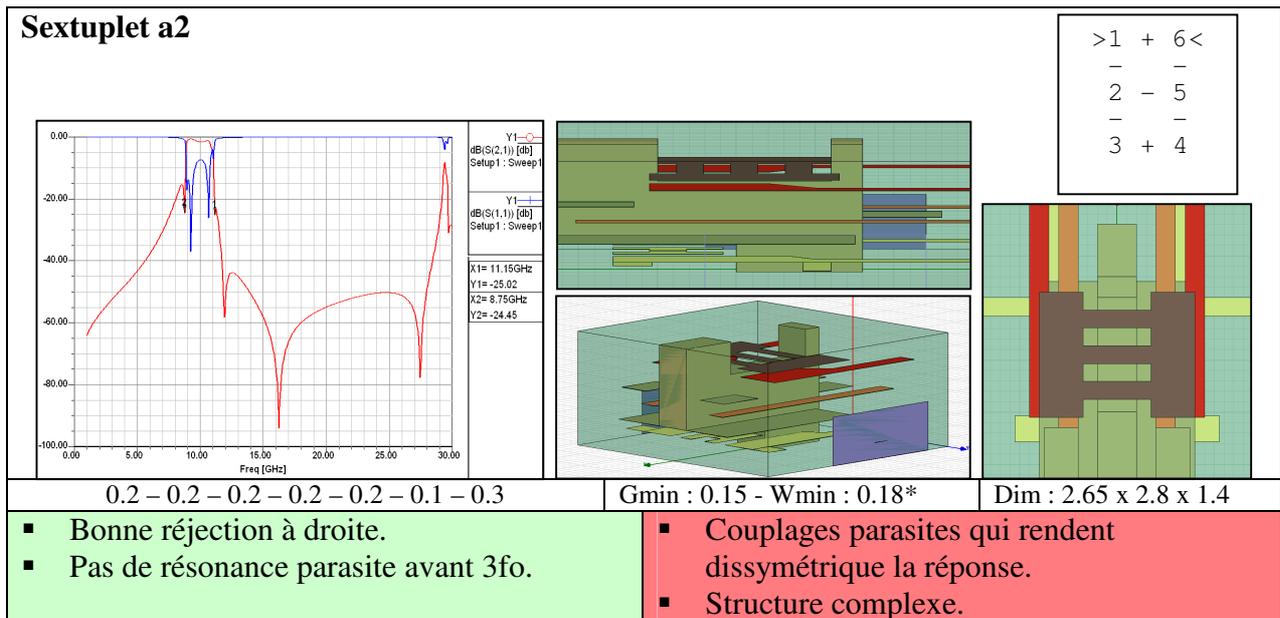
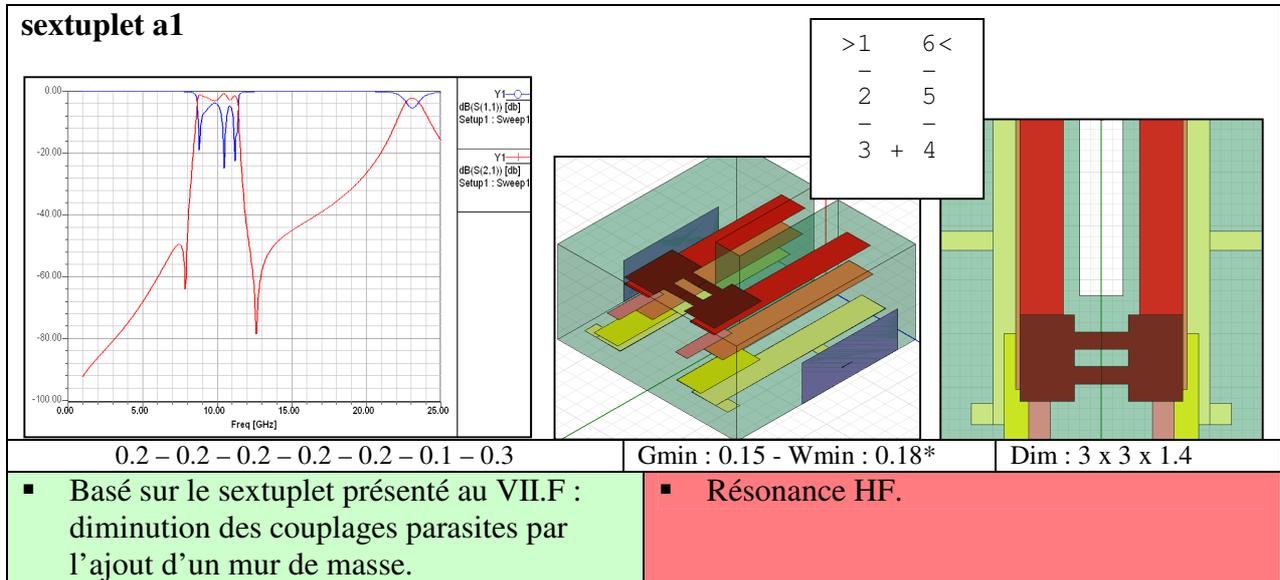
Gmin : 0.2 - Wmin : 0.2

Dim : 2.5 x 2.8 x 1.2

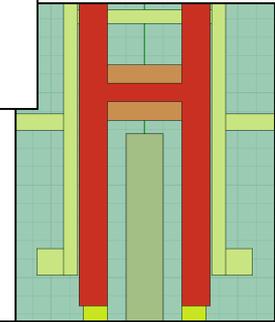
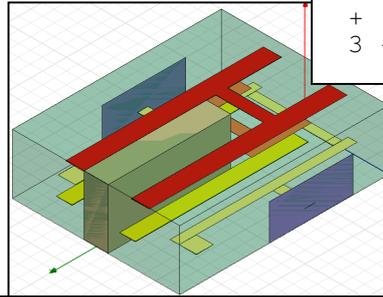
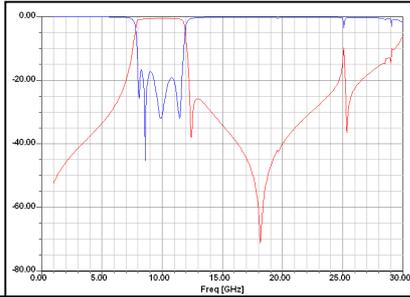
- Zéros au même niveau.
- Pas de résonance parasite.

- Mauvais TOS, difficilement améliorable.
- Bande décentrée par rapport aux zéros (va de pair avec les zéros au même niveau).

# Sextuplets



### Sextuplet a3



>1 - 6<  
+ +  
2 + 5  
+ +  
3 - 4

0.2 - 0.2 - 0.2 - 0.2 - 0.2

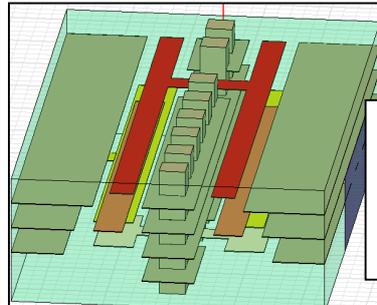
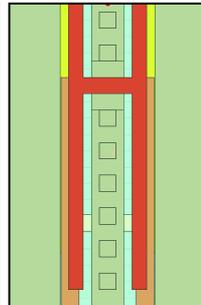
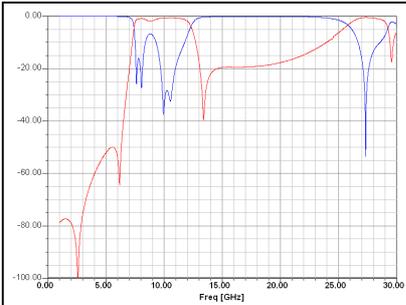
Gmin : 0.1 - Wmin : 0.2

Dim : 3.5 x 2.8 x 1

- Couplages négatifs forts : bande large de 4GHz
- Dimensionnement simple.
- Pas de remontée parasite dans la bande 2-20GHz

- Devrait présenter 2 paires de zéros

### Sextuplet a4



3 - 4  
+ +  
2 5  
+ +  
>1 + 6<

0.2 - 0.2 - 0.2 - 0.2 - 0.2

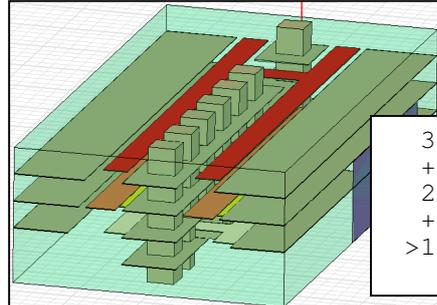
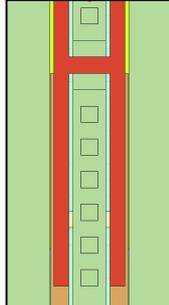
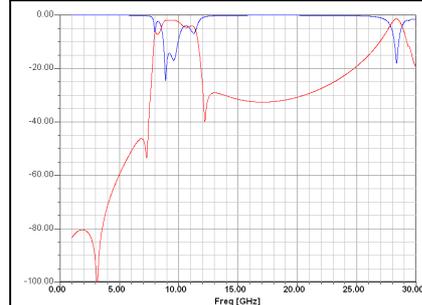
Gmin : 0.1 - Wmin : 0.18

Dim : 3.8 x 2.4 x 1

- Sextuplet large bande compact.
- Bonne sélectivité en BF.

- Réponse non symétrique.
- Remontée HF qui pénalise la sélectivité.

### Sextuplet a5



3 - 4  
+ +  
2 5  
+ +  
>1 + 6<

0.2 - 0.2 - 0.2 - 0.2 - 0.2

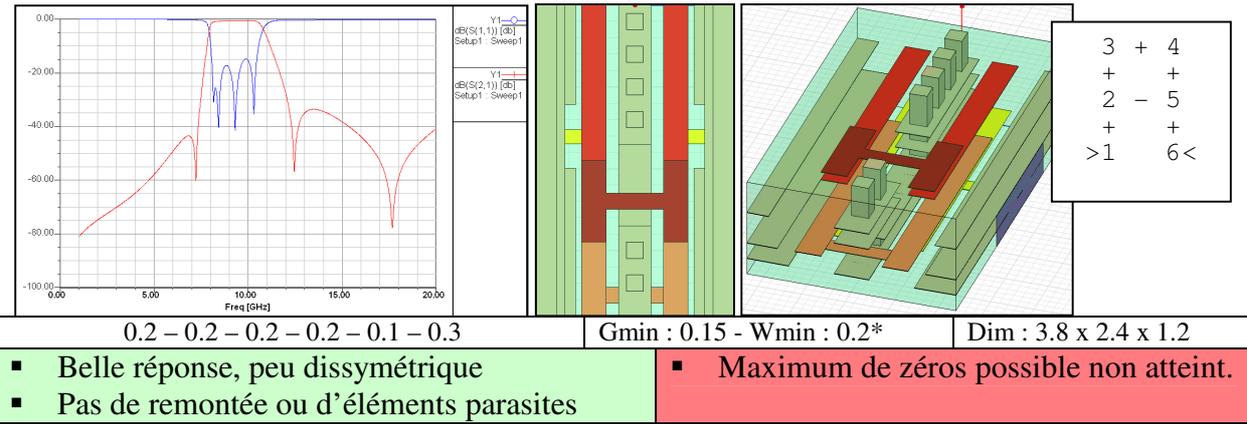
Gmin : 0.05 - Wmin : 0.18

Dim : 3.8 x 2 x 1

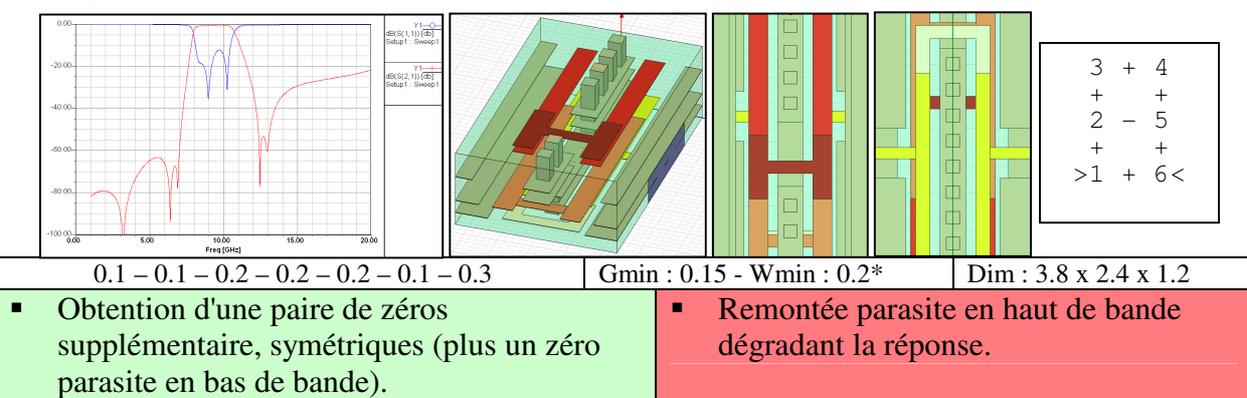
- Bande moins large que pour le sextuplet précédent mais meilleure symétrie de la réponse : diminution des couplages parasites par le rapprochement des plans de masse.

- Gaps très faibles.

### Sextuplet a6

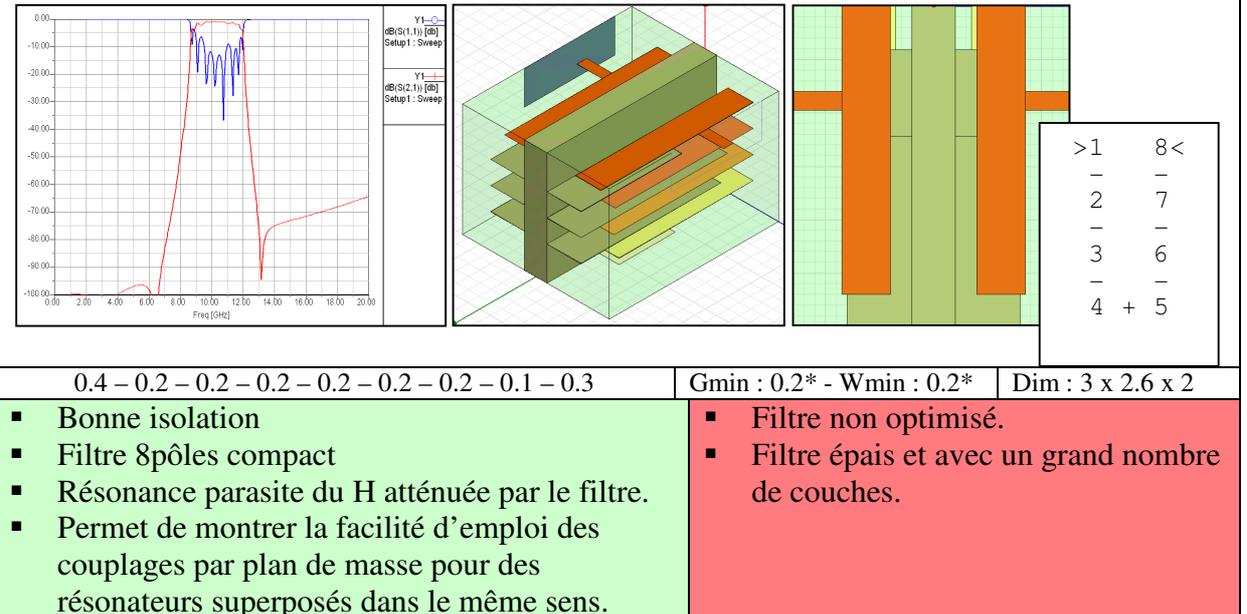


### Sextuplet a7



## Autres structures

### Chebyshev 8 pôles





## **Résumé**

L'objectif de cette étude est de proposer des filtres compacts, innovants, qui pourront parfaitement s'intégrer au sein d'équipements de réception hyperfréquences, actuels ou futurs, que ce soient des applications radars ou de guerre électronique.

S'appuyant sur les matrices de couplage, les structures physiques déjà existantes ainsi que sur les technologies multicouches, de nouveaux types de couplages ont été investigués et de nouvelles structures de filtrage ont été développées, comme les filtres inter-digités verticaux (VIF), les filtres « serpents » ou les filtres inter-digités repliés (FIF). Une méthode de synthèse a également été élaborée dans le cas des VIF, cette synthèse bénéficie des apports de la RBDM (Rectangular Boundary Division Method), permettant de calculer plus finement les couplages s'établissant au sein des VIF.

La validation des filtres proposés, par la fabrication et la mesure de structures de référence, a rendu possible le développement de dispositifs plus aboutis.

Cette étude offre ainsi au concepteur tout un panel de filtres compacts innovants.

## **Summary**

*The purpose of this study is to propose innovating compact filters, to be integrated within future or current microwave equipments, such as radars or electronic warfare devices.*

*Learning on coupling matrices theory, already existing structures and multilayer technologies, new kinds of coupling have been investigated and new filtering structures have been developed such as the Vertical Inter-digital Filters (VIF), the “snake” filters or the Folded Inter-digital Filters (FIF). A method to synthesize VIF has been elaborated, and benefits from contributions of the Rectangular Boundary Division Method (RBDM) to calculate more precisely couplings in VIF structures.*

*The validation of the proposed filters, by the manufacturing and the measurement of reference structures, made possible the development of more accomplished devices.*

*As a result, this study brings to designers a whole sample group of innovating and compact filters.*

### **Mots-clés / Keywords :**

Filtres : 3D, inter-digités, multicouches, compacts. Couplages, RBDM.

*Filters: 3D, inter-digital, multilayer, compact. Couplings, RBDM.*