

# UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES TECHNOLOGIE SANTE

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année 2005

Thèse n°29-2005

**Thèse**

**pour obtenir le grade de**

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES**

**Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et**

**Optoélectronique**

**Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"**

***Philippe LENOIR***

**Le 27 Septembre 2005**

Développement de méthodes et d'outils dédiés à la  
conception des dispositifs de filtrage microonde complexes

***Thèse dirigée par Stéphane BILA et Serge VERDEYME***

Jury :

<b>Thierry MONEDIERE</b>	Professeur à l'Université de Limoges, IRCOM	Président
<b>Eric KERHERVE</b>	Maître de Conférences à l'Université de Bordeaux 1, HDR	Rapporteur
<b>Laurent NICOLAS</b>	Directeur de Recherches au CNRS, CEGELY, Ecully	Rapporteur
<b>Fabien SEYFERT</b>	Chargé de Recherches à l'INRIA, Sophia Antipolis	Examineur
<b>Stéphane BILA</b>	Chargé de Recherches CNRS, IRCOM Limoges	Examineur
<b>Serge VERDEYME</b>	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Examineur
<b>Guiseppe MACCHIARELLA</b>	Professeur Associé, Politecnico di Milano, Italie	Invité
<b>Damien PACAUD</b>	Ingénieur à Alcatel Space Industries, Toulouse	Invité
<b>Christine ZANCHI</b>	Ingénieur au CNES, Toulouse	Invitée
<b>Dominique BAILLARGEAT</b>	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Invité



## Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire de thèse a été effectué à l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes, au sein de l'équipe "Circuits et Dispositifs Microondes", sous la direction du Professeur S. VERDEYME. Je lui exprime ma plus profonde reconnaissance pour m'avoir accueilli dans son équipe, pour ses compétences et le soutien précieux dont il m'a fait bénéficier.

Je suis très reconnaissant à Monsieur T. MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, d'avoir accepté de présider ce jury.

J'exprime ma sincère gratitude à Monsieur E. KERHERVE, Maître de conférences à l'Université de Bordeaux 1, et à Monsieur L. NICOLAS, Directeur de Recherches au CNRS, au Centre de Génie Electrique de Lyon, qui ont accepté d'assurer la tâche de rapporteur.

J'adresse également toute ma reconnaissance et mon plus profond respect à Monsieur G. MACCHIARELLA, Professeur associé à l'Ecole Polytechnique de Milan (Italie) ; et à Mademoiselle C. ZANCHI, Ingénieur au CNES, qui m'honorent en participant à ce jury.

J'assure de mon entière reconnaissance Monsieur F. SEYFERT, Chargé de Recherches à l'INRIA, pour son soutien et ses conseils précieux lors de nos divers échanges et je le remercie sincèrement de sa présence parmi ce jury.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur D. PACAUD, Ingénieur à Alcatel Space Industries, pour les nombreux échanges qui ont eu lieu au cours

de ces trois années et qui ont contribué à l'élaboration de ces travaux, notamment en ce qui concerne la validation expérimentale.

J'exprime ici avec le plus grand plaisir, ma reconnaissance à Monsieur S. VERDEYME, Professeur à l'Université de Limoges, et à Monsieur D. BAILLARGEAT, Professeur à l'Université de Limoges, qui par leurs compétences et leurs avis éclairés ont su orienter ce travail.

Je souhaite également remercier infiniment Monsieur S. BILA, Chargé de recherches au CNRS, qui par sa compétence, son aide et sa disponibilité tout au long de ces trois années, a largement contribué à l'encadrement de ces travaux.

Je remercie Monsieur H. JALLAGEAS qui m'a apporté sa précieuse participation lors des manipulations.

Je remercie également Madame M.L. GUILLAT, pour sa gentillesse et sa disponibilité, qui a assuré avec efficacité la frappe de ce manuscrit et qui s'est occupée de tous les problèmes administratifs.

Merci à tous mes amis de l'IRCOM pour leur soutien, leur bonne humeur et les nombreuses discussions abordées lors des pauses cafés.

Enfin, je tiens simplement à remercier mes parents pour tout ce qu'ils m'ont donné et ce qu'ils me donnent encore.

# SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	<b>3</b>
------------------------------	----------

## CHAPITRE I

### *Description des dispositifs hyperfréquences réalisant les fonctions de filtrage et de multiplexage dans les satellites de télécommunications*

<b>I. INTRODUCTION</b>	<b>7</b>
<b>II. DESCRIPTION DES SYSTEMES CONSTITUANT UN SATELLITE DE TELECOMMUNICATIONS</b>	<b>7</b>
II.1 LA PLATE-FORME	8
II.2 LA CHARGE UTILE	8
<b>III. LES SOUS SYSTEMES DE LA CHARGE UTILE</b>	<b>10</b>
III.1 LE SOUS SYSTEME ANTENNE	10
III.2 LE SOUS SYSTEME REPETEUR	10
III.2.1. Le filtre de réception	11
III.2.2. Le récepteur	11
III.2.3. La partie canalisée	11
III.2.3.1 Le démultiplexeur d'entrée (IMUX)	12
III.2.3.2 L'amplificateur de canal	12
III.2.3.3 L'amplificateur de puissance	12
III.2.3.4 Le multiplexeur de sortie (OMUX)	12
III.2.4. Le filtre d'émission	13
<b>IV. LES DISPOSITIFS DE FILTRAGE DU SOUS SYSTEME REPETEUR</b>	<b>13</b>
IV.1 TECHNOLOGIES DES FILTRES DE RECEPTION	14
IV.2 TECHNOLOGIES DES FILTRES D'IMUX	14
IV.3 TECHNOLOGIES POUR LES FILTRES D'OMUX	16

IV.3.1. Filtres en cavités bimodes ([10] à [13])	17
IV.3.2. Filtres à résonateurs diélectriques [3]	18
IV.4 TECHNOLOGIES POUR LES FILTRES D'EMISSION	20
<b>V. LES DISPOSITIFS DE MULTIPLEXAGE / DEMULTIPLEXAGE DU SOUS SYSTEME REPETEUR</b>	
<b>[15]</b>	<b>20</b>
V.1 MULTIPLEXAGE / DEMULTIPLEXAGE PAR CIRCULATEURS	21
V.2 MULTIPLEXAGE PAR FILTRES DIRECTIONNELS [5], [17], [18]	22
V.3 MULTIPLEXAGE A COUPLEURS HYBRIDES [16] – [19]	24
V.4 MULTIPLEXAGE PARALLELE [5]	26
V.5 MULTIPLEXAGE SUR MANIFOLD	27
<b>VI. CONCLUSION</b>	<b>29</b>

## CHAPITRE II

### *Etat de l'art au sujet de la conception de dispositifs hyperfréquences de filtrage et de multiplexage dans les satellites de télécommunications*

<b>I.</b>	<b>INTRODUCTION</b>	<b>33</b>
<b>II.</b>	<b>SYNTHESE DES FILTRES HYPERFREQUENCES</b>	<b>33</b>
II.1	FONCTION DE TRANSFERT [22]	33
II.1.1.	Représentation du filtre par un quadripôle	34
II.1.2.	Fonction de transfert	36
II.1.2.1	Fonction de Butterworth	37
II.1.2.2	Fonction de Tchebychev	38
II.1.2.3	Fonction de type pseudo elliptique ou Tchebychev généralisée	39
II.1.2.4	Transformation de fréquence	39
II.2	MODELE EN ELEMENTS LOCALISES ET MATRICE DE COUPLAGE [23] A [27]	40
II.3	EXEMPLES DE SYNTHESE DE FILTRES D'OMUX	46
<b>III.</b>	<b>MODELISATION DES FILTRES HYPERFREQUENCES</b>	<b>48</b>
III.1	METHODE DES ELEMENTS FINIS	48
III.2	MODE MATCHING	52
III.2.1.	Analyse d'une discontinuité	52
III.2.2.	Chaînage des discontinuités	58
<b>IV.</b>	<b>CONCEPTION ELECTROMAGNETIQUE DE FILTRES HYPERFREQUENCES</b>	<b>59</b>
IV.1	CALCUL DES DIMENSIONS INITIALES	59
IV.1.1.	Calcul des dimensions des cavités	60
IV.1.2.	Calcul des dimensions des iris d'excitation	60
IV.1.3.	Dimensionnement des iris de couplage interpolarisation	62
IV.1.4.	Dimensionnement des vis de couplage interpolarisation	63
IV.1.5.	Dimensionnement des vis de réglage	64
IV.2	OPTIMISATION DES DIMENSIONS PAR IDENTIFICATION	64

<b>V.</b>	<b>MODELISATION DES MULTIPLEXEURS SUR MANIFOLD</b>	<b>66</b>
V.1	MODELISATION PAR UN CIRCUIT EQUIVALENT EN ELEMENTS LOCALISES	67
V.2	MODELISATION HYBRIDE ASSOCIANT CIRCUIT EN ELEMENTS LOCALISES ET MODELE ELECTROMAGNETIQUE	69
V.2.1.	Correction du comportement bande étroite [35]	69
V.2.2.	Correction du comportement large bande	71
<b>VI.</b>	<b>CONCLUSION</b>	<b>74</b>

## CHAPITRE III

### *Développement de méthodologies et d'outils d'aide à la synthèse et à l'optimisation des multiplexeurs de sortie sur manifold*

<b>I.</b>	<b>INTRODUCTION</b>	<b>77</b>
<b>II.</b>	<b>DEVELOPPEMENT D'UN MODELE D'INVERSEUR DYNAMIQUE POUR LA MODELISATION ET L'OPTIMISATION DES MULTIPLEXEURS SUR MANIFOLD</b>	<b>77</b>
II.1	ANALYSE D'UNE CAVITE DE SORTIE COURT-CIRCUITEE PAR MODE-MATCHING ([56] A [60])	80
II.1.1.	Analyse de la discontinuité rectangulaire-rectangulaire ([32], [61] à [64], [82])	81
II.1.2.	Analyse de la discontinuité rectangulaire-circulaire [66] à [71]	85
II.1.3.	Chaînage des discontinuités et analyse de la cavité court-circuitée	89
II.1.3.1	Chaînage d'une discontinuité avec un bloc de réflexion	89
II.1.3.2	Analyse d'une cavité de sortie court-circuitée	90
II.1.3.3	Validation du code développé	92
II.1.3.4	Notions de temps de calcul	94
II.1.3.5	Etude de convergence	95
II.1.4.	Conclusion	96
II.2	PROCEDURE DE SYNTHESE AUTOMATIQUE DES DIMENSIONS DE LA CAVITE	96
II.2.1.	Synthèse de la longueur de la cavité	97
II.2.1.1	Initialisation de la longueur de la cavité	97
II.2.1.2	Ajustement de la longueur de cavité	98
II.2.2.	Mesure du coefficient de couplage en entrée	100
II.2.3.	Ajustement de l'iris de couplage	101
II.2.4.	Validation de la procédure de synthèse de dimensions	101
II.3	PROCEDURE D'EXTRACTION DE LA CONTRIBUTION EN PHASE DES MODES SUPERIEURS DE CAVITE ET DE L'IRIS D'EXCITATION	103
II.4	INTEGRATION DU MODELE D'INVERSEUR DYNAMIQUE DANS UN LOGICIEL CIRCUIT	105
II.5	CONCEPTION D'UN MULTIPLEXEUR DE SORTIE SUR MANIFOLD A 3 CANAUX	108

<b>III.</b>	<b>ELEMENTS DE PRE-ANALYSE PERMETTANT D'EVALUER LES LIMITES DE FAISABILITE</b>	
	<b>D'UN MULTIPLEXEUR SUR MANIFOLD -----</b>	<b>112</b>
III.1	IDENTIFICATION ET ORIGINE PHYSIQUE DES PHENOMENES PARASITES -----	114
III.1.1.	Les pics manifold -----	115
III.1.1.1	Description du problème rencontré -----	115
III.1.1.2	Identification des pics manifold -----	118
III.1.1.3	Explication physique sur l'origine des pics manifold créés par la charge arrière -----	122
III.1.2.	Les pics de résonance -----	125
III.1.2.1	Etude circuit -----	126
III.1.2.2	Etude électromagnétique -----	128
III.2	EVALUATION DE LA FAISABILITE D'UN MULTIPLEXEUR SUR MANIFOLD -----	130
III.2.1.	Réglage des longueurs de guides horizontales et verticales du 1 <sup>er</sup> canal --	132
III.2.2.	Réglage des longueurs de guides horizontales et verticales du i <sup>ème</sup> canal	134
<b>IV.</b>	<b>CONCLUSION -----</b>	<b>137</b>

## CHAPITRE IV

### *Développement de méthodologies et d'outils de synthèse appropriés à la conception de filtres complexes*

<b>I.</b>	<b>INTRODUCTION</b> -----	<b>141</b>
<b>II.</b>	<b>DEVELOPPEMENT D'UNE METHODOLOGIE DE SYNTHESE DES FILTRES A DOUBLE BANDES PASSANTES EN CAVITES BIMODES</b> -----	<b>144</b>
	II.1 SYNTHESE DE FILTRES A DOUBLE BANDES PASSANTES -----	145
	II.1.1. Calcul de la fonction de transfert-----	145
	II.1.2. Calcul de la matrice de couplage -----	154
	II.2 VALIDATION PAR LE REGLAGE D'UN MODELE ELECTROMAGNETIQUE-----	155
	II.2.1. Calcul des dimensions initiales et des sensibilités par une synthèse électromagnétique -----	156
	II.2.2. Conception électromagnétique globale -----	158
	II.3 VALIDATION PAR LE REGLAGE D'UN MODELE EXPERIMENTAL -----	160
<b>III.</b>	<b>CONCEPTION D'UN FILTRE A DOUBLE BANDES PASSANTES DISSYMETRIQUE EN CAVITES BIMODES POUR DES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS MULTIMEDIA EN BANDE KA</b> -----	<b>162</b>
	III.1 SYNTHESE DU FILTRE A DOUBLE BANDES PASSANTES DISSYMETRIQUE -----	162
	III.1.1. Calcul de la fonction de transfert -----	163
	III.1.2. Calcul de la matrice de couplage-----	166
	III.1.3. Solutions multiples-----	167
	III.1.4. Synthèse approchée -----	168
	III.2 CONCEPTION ELECTROMAGNETIQUE ET REALISATION EXPERIMENTALE DU FILTRE	171
	III.2.1. Synthèse électromagnétique -----	171
	III.2.2. Conception électromagnétique globale-----	173
	III.2.3. Réalisation expérimentale-----	177
	III.3 AMELIORATION DES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU FILTRE -----	179
<b>IV.</b>	<b>CONCLUSION</b> -----	<b>185</b>

**CONCLUSION GENERALE ----- 187**

**ANNEXES ----- 193**

**BIBLIOGRAPHIE ----- 215**

# **INTRODUCTION**

## **GENERALE**



## INTRODUCTION GENERALE

Au début des années 1960, l'espace est apparu comme un nouveau domaine d'application des télécommunications hyperfréquences. Son exploitation à des fins d'applications spatiales civiles et militaires a alors pris une importance croissante en cette fin de XX<sup>ème</sup> siècle.

En effet, les satellites sont aujourd'hui devenus un canal d'échange entre des milliers de stations dans la mesure où ils collectent et diffusent, mieux que tout autre réseau, des messages et des données provenant du monde entier. Cette qualité irremplaçable est mise à profit dans un nombre sans cesse croissant de domaines.

Les systèmes embarqués dans les satellites de télécommunications doivent répondre à des contraintes de natures physiques (poids, encombrements,...) et électriques (fréquence et bande de fonctionnement, stabilité,...) très strictes.

De plus, la réduction du temps et des coûts de conception des satellites est un point clef dans le cadre d'un processus industriel.

La complexité de ces dispositifs nécessite donc de mettre en place des procédures de conception rigoureuses afin de prévoir le comportement global du système. Des méthodes de conception et d'optimisation efficaces sont employées afin de gagner en terme de précision de modélisation, et de temps de calcul.

Les travaux que nous présentons dans ce manuscrit s'inscrivent dans cet axe de recherche de mise au point de méthodes de synthèse originales pour la conception de dispositifs hyperfréquences embarqués dans la charge utile des satellites de télécommunications. La société Alcatel Space Toulouse a financé ces travaux, et a réalisé des maquettes afin de valider les résultats.

Le premier chapitre de ce manuscrit, sera consacré à la description des dispositifs hyperfréquences, embarqués dans les satellites de télécommunication. Le rôle de chacun des éléments constituant le satellite sera brièvement présenté, ainsi que les spécifications requises. Les systèmes réalisant les fonctions de filtrage et de multiplexage seront décrits plus en détail, notre travail de thèse portant principalement sur ces fonctions. Les différentes topologies de

---

filtres présentes dans la charge utile, ainsi que les méthodes de multiplexage les plus couramment employées seront alors brièvement décrites.

Le second chapitre fera un état de l'art au sujet de la conception des dispositifs hyperfréquences de filtrage et de multiplexage dans les satellites de télécommunications. La méthodologie de synthèse des filtres hyperfréquences sera tout d'abord présentée, ainsi que les outils électromagnétiques utilisés dans le cadre de l'étude de dispositifs volumiques. Les différentes méthodes de synthèses communément employées pour dimensionner les filtres en cavités bimodes seront ensuite présentées. Puis, nous décrirons les techniques de modélisation et d'optimisation des multiplexeurs sur manifold.

Le troisième chapitre présentera le développement de méthodologies et d'outils d'aide à la synthèse et à l'optimisation de multiplexeurs de sortie de satellite sur manifold. Un modèle électromagnétique d'inverseur sera développé pour modéliser de manière rigoureuse le comportement large bande de chaque filtre constituant un multiplexeur, et ainsi permettre de reproduire le comportement global du multiplexeur, prenant en compte les interactions entre les canaux et les phénomènes parasites. Le modèle développé restera compatible avec une optimisation circuit du dispositif complet. Une méthodologie sera ensuite proposée pour identifier l'ensemble des phénomènes parasites qui peuvent intervenir lors de l'utilisation de multiplexeurs montés sur manifold. Les outils développés pour la synthèse d'OMUX, ont été valorisés par un transfert chez Alcatel Space.

Le quatrième chapitre, quant à lui, sera consacré au développement de méthodologies et d'outils de synthèse appropriés à la conception de filtres complexes. Une méthode de conception de filtres à double bande passante en cavités bimodes est tout d'abord décrite. Puis, une méthode de synthèse exhaustive, associée à une technique de synthèse approchée sera mise en place. Ce travail a été réalisé en collaboration avec l'INRIA (Institut National de Recherche en Informatique et en Automatique). L'ensemble de ces méthodes sera utilisé dans le cadre de la conception de filtres d'ordres élevés, dont une des maquettes a été réalisée par Alcatel Space.

Enfin, la conclusion de ce manuscrit dressera un bilan sur les différents travaux réalisés au cours de cette thèse, et quelques perspectives seront données pour poursuivre ces travaux.

---

# CHAPITRE I

*Description des dispositifs hyperfréquences réalisant  
les fonctions de filtrage et de multiplexage dans les  
satellites de télécommunications*



## I. INTRODUCTION

Les satellites de télécommunications à orbite géostationnaire constituent de loin les satellites les plus employés actuellement. Placés au-dessus de l'équateur à 35 786 km d'altitude, ces satellites se déplacent dans le même sens et à la même vitesse angulaire que la Terre. Ainsi, ils apparaissent immobiles depuis le sol et peuvent couvrir instantanément une large calotte équivalente à 40 % de la surface terrestre. Trois à quatre relais régulièrement espacés autour de la Terre permettent donc d'obtenir une couverture globale [1].

Par l'intermédiaire de stations terrestres, un satellite de télécommunications permet de transmettre à grande distance des informations de diverses natures. Ils reçoivent des signaux en provenance d'une station terrestre, les amplifient, puis les retransmettent vers une autre station (figure I.1).



**Figure I.1 :** Organisation d'une liaison de télécommunications par satellite

Un satellite est un objet qui doit remplir des fonctions spécifiques dans un environnement spatial. Son architecture résulte des objectifs définis par la mission et des contraintes particulières liées à son évolution dans l'espace.

## II. DESCRIPTION DES SYSTEMES CONSTITUANT UN SATELLITE DE TELECOMMUNICATIONS

Tout satellite comporte donc essentiellement une charge utile, constituée par les instruments de la mission et une plate-forme de service comportant tout ce qui est nécessaire pour assurer le bon fonctionnement des instruments pendant la durée de vie prévue [1], [2].

## II.1 LA PLATE-FORME

La plate-forme comprend des équipements de mesure, de communication, de commande, de gestion et de servitude.

La plate-forme assure tout d'abord le rôle de contrôle thermique en maintenant les équipements de télécommunications dans une plage de températures de 10°C à 50°C pendant toute la durée de vie du satellite, la température externe du satellite étant de -160°C lorsqu'il est à l'ombre de la Terre, et de +150°C lorsqu'il se trouve en plein soleil.

Tous les systèmes du satellite nécessitant de l'énergie pour fonctionner sont alimentés par des panneaux solaires, composés de cellules photovoltaïques, qui transforment l'énergie des photons reçus du soleil en énergie électrique. L'énergie produite est soit utilisée directement par les systèmes, soit stockée dans les batteries pour assurer la continuité du fonctionnement lorsque le satellite n'est plus éclairé, ou pour faire face à des phases de consommation plus importantes.

Pour mener à bien leur mission, recevoir suffisamment d'énergie et communiquer avec la Terre, instruments et antennes doivent conserver une orientation bien précise dans l'espace. Le satellite est donc équipé de moyens de propulsions, actionnés depuis la Terre ou automatiques pour corriger sa position. La durée de vie du satellite, avoisinant généralement les 15 ans, est donc principalement conditionnée par ses réserves en carburant (ergols), puisqu'il devient inutilisable dès qu'on ne peut plus le contrôler.

Les équipements de poursuite, de télémessure et de télécommande se composent d'un système émetteur, d'un système récepteur, ainsi que de diverses antennes permettant de relayer les informations entre la Terre et le satellite. La base de contrôle au sol utilise ces équipements pour transmettre de nouvelles instructions à l'ordinateur de bord.

## II.2 LA CHARGE UTILE

L'ensemble des instruments spécifiques aux objectifs de la mission est appelé la charge utile. On distingue plusieurs types de missions parmi lesquelles la météorologie, les missions scientifiques, les télécommunications, la navigation par satellites, les activités militaires. Nous

nous intéresserons ici à la description de la charge utile d'un satellite de télécommunications, afin de situer notre travail de thèse.

L'objectif d'une charge utile d'un satellite de télécommunications est de relayer des signaux radioélectriques entre différents points de la surface terrestre, ou entre satellites, en vue d'assurer une mission donnée (télévision, téléphonie, transmission de données,...) pendant une durée de vie donnée.

Ces objectifs de qualité de transmission sont d'autant plus difficiles à atteindre que la charge utile est limitée par diverses contraintes :

- ↪ La masse et l'encombrement imposés par le lanceur et le véhicule.
- ↪ La puissance primaire disponible pour le système d'alimentation de la charge utile, imposée par le système d'alimentation (panneaux solaires et batteries).

L'impossibilité d'intervenir à bord du satellite impose l'ajout d'équipements de réserve pour garantir la durée de vie exigée. Enfin, les bandes fréquentielles et la position orbitale à utiliser font l'objet d'une réglementation spécifique et stricte mise en place par l'union internationale des télécommunications (UIT). La figure I.2 représente les différentes bandes de fréquences allouées et leurs applications.

Bande L	1.5/1.6GHz	Radionavigation, services mobiles par satellites
Bande S	1.8/2.5GHz	Services mobiles par satellite (aéronautique, terrestre, maritime)
Bande C	4/6GHz	Téléphonie fixe et radiodiffusion
Bande X	7/8GHz	Communications gouvernementales et militaires cryptées
Bande Ku	11/14GHz	Contenus informatifs importants: diffusion de télévision, applications multimédia (vidéoconférences, fichiers informatiques)
Bande Ka	20/30GHz	Communications haut débit civiles
Bande EHF	20/40GHz	Communications militaires
Bande V	60GHz	Liaisons intersatellites

**Figure I.2 :** Bandes de fréquences allouées par l'UIT

### III. LES SOUS SYSTEMES DE LA CHARGE UTILE

La charge utile comprend classiquement deux sous systèmes : le sous système antenne, et le sous système répéteur. Une présentation détaillée de ces différents modules est réalisée par S. Moraud dans son rapport de thèse [3].

#### III.1 LE SOUS SYSTEME ANTENNE

Les principales fonctions de ce sous système sont :

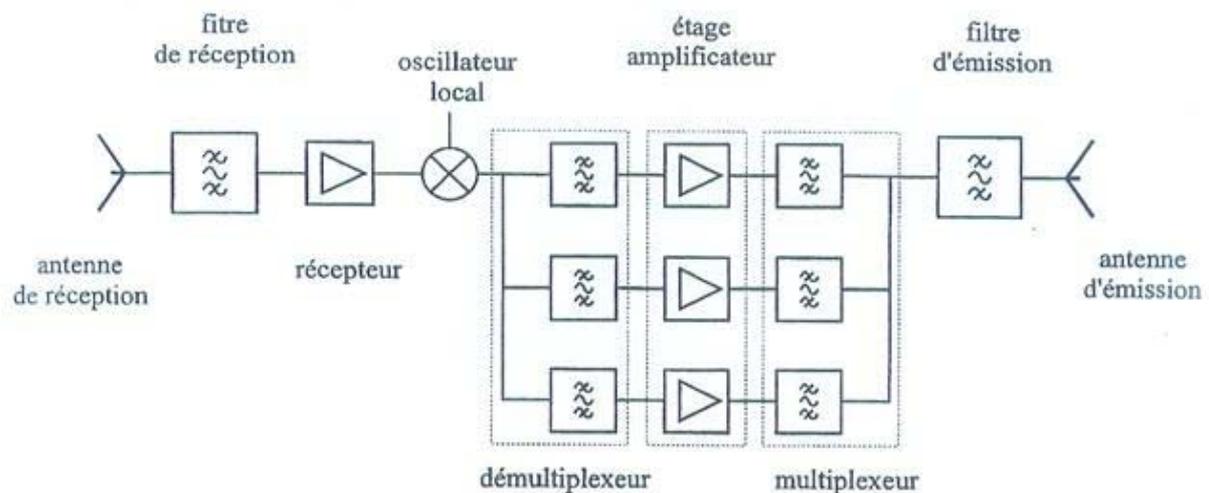
- ↪ D'assurer une densité de puissance reçue au sol obéissant à une répartition imposée à l'intérieur d'une ou de plusieurs zones géographiques ("zones de couverture") aux contours quelconques.
- ↪ De disperser un minimum d'énergie à l'extérieur des zones de couverture, cette énergie étant soit inutilisée (océans,...), soit gênante pour d'autres systèmes de télécommunications.
- ↪ De recevoir les signaux transmis par une ou des régions particulières de la Terre.
- ↪ De capter le moins de signaux parasites possibles.

Pour cela, les antennes à réflecteurs, les antennes à lentilles et les antennes réseaux sont fréquemment utilisées.

#### III.2 LE SOUS SYSTEME REPETEUR

Le sous système répéteur a pour rôle de transposer en fréquence et d'amplifier les signaux de très faibles amplitudes issus de l'antenne de réception.

La figure I.3 présente la structure classique d'un sous système répéteur.



**Figure I.3 :** Structure classique du sous système répéteur d'un satellite de télécommunications

### ***III.2.1. LE FILTRE DE RECEPTION***

Le filtre de réception est situé juste après l'antenne de réception. Il permet de sélectionner la bande de fréquences à amplifier et d'éliminer les signaux parasites susceptibles de perturber le fonctionnement des répéteurs. Dans le cas où le satellite de télécommunications utilise plusieurs bandes de fréquences en réception, ce filtre doit présenter une excellente réjection sur une grande largeur de bande. De plus, ses pertes d'insertion doivent être minimales pour ne pas détériorer le facteur de bruit du récepteur.

### ***III.2.2. LE RECEPTEUR***

Il assure la première étape de l'amplification et la transposition de la fréquence de réception (montante) à la fréquence d'émission (descendante). Il est constitué d'un amplificateur faible bruit (LNA), d'un mélangeur, d'un oscillateur local et d'un amplificateur faible puissance. Un second récepteur est utilisé en redondance pour palier à une éventuelle défaillance.

### ***III.2.3. LA PARTIE CANALISEE***

Elle est constituée par un démultiplexeur d'entrée (IMUX), un ensemble de chaînes d'amplification en parallèle et un multiplexeur de sortie (OMUX).

### ***III.2.3.1 Le démultiplexeur d'entrée (IMUX)***

Il a pour rôle de séparer la bande de réception en plusieurs canaux. Les filtres doivent être très sélectifs afin d'éviter l'amplification d'un signal par plusieurs canaux, et donc de distordre l'information après recombinaison. Ces filtres doivent présenter un temps de propagation de groupe le plus linéaire possible pour éviter les distorsions de phase. L'ondulation dans la bande doit être faible pour éviter de produire une modulation d'amplitude parasite qui risque de perturber la réception du signal. Le démultiplexeur étant placé avant l'amplificateur de puissance, les pertes d'insertion ne sont pas un point critique.

### ***III.2.3.2 L'amplificateur de canal***

L'amplificateur de canal (Camp) se situe juste avant l'amplificateur de puissance. Il contrôle la puissance à l'entrée de ce dernier de sorte qu'elle conserve toujours une valeur optimale malgré les variations d'amplitude de la liaison montante lors de sa propagation dans l'atmosphère.

### ***III.2.3.3 L'amplificateur de puissance***

L'amplificateur de puissance doit fournir au signal une puissance élevée afin qu'il puisse être reçu au sol dans de bonnes conditions. Il est réalisé par un tube à onde progressive (ATOP) qui est caractérisé par un faible encombrement, un haut rendement et une grande fiabilité. Ces amplificateurs peuvent consommer jusqu'à 80 % de la puissance d'un satellite de télécommunications. L'ATOP doit répondre à deux critères que sont le rendement et le bruit d'intermodulation.

### ***III.2.3.4 Le multiplexeur de sortie (OMUX)***

L'OMUX a pour rôle de recombinaison les canaux après l'amplification de puissance. L'OMUX étant placé après l'amplificateur de puissance, les pertes d'insertion doivent être réduites au minimum. Les canaux étant proches les uns des autres, les contraintes sur les pertes d'insertion sont d'autant plus difficiles à tenir. Les filtres d'OMUX sont soumis à de fortes puissances pouvant atteindre aujourd'hui plusieurs centaines de Watts, risquant de provoquer des claquages [4] et altérer le bon fonctionnement de l'OMUX.

### **III.2.4. LE FILTRE D'EMISSION**

Ce filtre de type passe bas est situé juste avant l'antenne d'émission et a pour rôle, d'une part d'éliminer les harmoniques générés par les amplificateurs et, d'autre part d'atténuer les signaux dans la bande de réception pour éviter le rebouclage par les antennes. Il doit présenter de faibles pertes puisqu'il est placé en fin de chaîne d'émission – réception.

L'ensemble des éléments constitutifs de la charge utile d'un satellite de télécommunications doit donc remplir une fonction bien définie, avec des spécifications précises suivant leur emplacement dans la chaîne de transmission.

Différentes technologies sont donc employées, pour répondre au mieux aux critères requis. Les technologies les plus couramment utilisées dans la conception de filtres de charge utile sont présentées dans la suite de ce rapport.

## **IV. LES DISPOSITIFS DE FILTRAGE DU SOUS SYSTEME REPETEUR**

Le choix d'une topologie et d'une technologie de réalisation d'un filtre dépend des propriétés électriques et des caractéristiques physiques demandées pour son application. L'ensemble de ces spécifications est réuni dans le cahier des charges. Ces spécifications sont notamment :

↳ De nature électrique :

- fréquence centrale du filtre,
- largeur de la bande passante,
- ondulation dans la bande passante,
- isolation par rapport aux autres fréquences transmises,
- réjection hors bande,
- pertes dans la bande passante,...

↳ De natures mécanique et thermique :

- encombrement,
- poids,
- résistance aux vibrations et aux chocs,
- tenue en puissance,

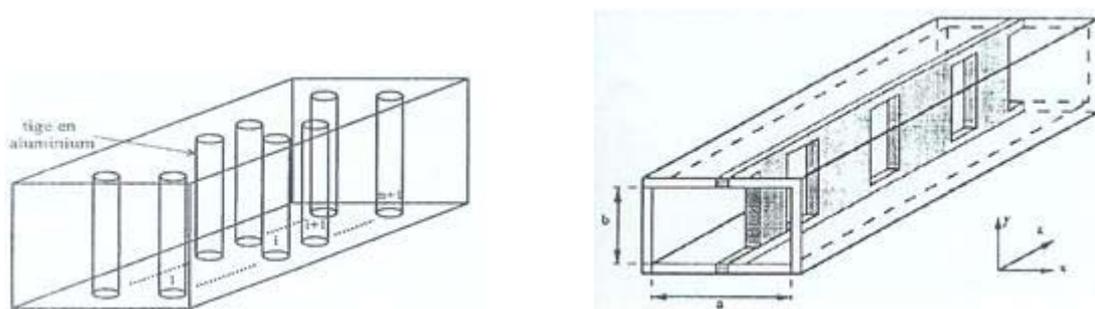
- sensibilité à la température.

↳ Liées aux coûts de conception et de production.

#### IV.1 TECHNOLOGIES DES FILTRES DE RECEPTION

Le filtre de réception situé juste après l'antenne de réception a pour rôle de sélectionner la bande destinée à être traitée dans la charge utile. Il s'agit donc d'un filtre large bande (500 MHz en bande C et Ku, 2,5 GHz en bande Ka), devant présenter de faibles pertes (de 0,1 à 0,2 dB).

Le filtre de réception présente aussi en général une réponse de type Tchébychev à 6 ou 8 pôles [5]. Il est réalisé grâce à des technologies en guide d'onde, parmi lesquelles sont utilisés les filtres à tiges (figure I.4.a) ou les filtres à inserts métalliques (figure I.4.b) [6]. La bande C et la bande Ku emploient les mêmes technologies.



(a) Filtre à tiges

(b) Filtre en guide d'onde à inserts métalliques

**Figure I.4 :** Exemples de filtres de réception

#### IV.2 TECHNOLOGIES DES FILTRES D'IMUX

Les caractéristiques électriques des filtres d'IMUX doivent présenter :

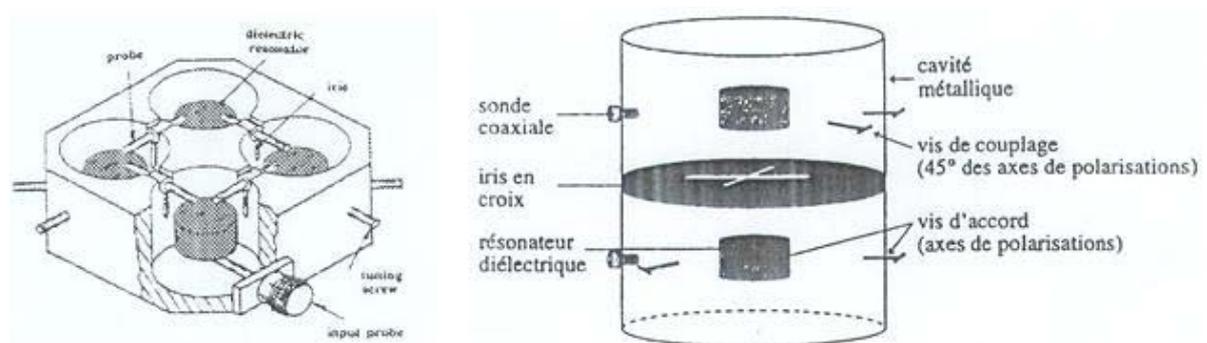
- ↳ Une bande étroite (bande passante relative inférieure à 2 %).
- ↳ Une forte sélectivité.
- ↳ Une ondulation d'amplitude faible (<0,5 dB sur la totalité de la bande).
- ↳ Une faible variation du temps de propagation de groupe.

Pour répondre à ces caractéristiques, les filtres d'IMUX doivent présenter une réponse de type pseudo-elliptique. Ils sont généralement réalisés grâce à des cavités chargées par des résonateurs diélectriques.

L'utilisation de matériaux diélectriques de forte permittivité et de faibles pertes à l'intérieur de la cavité permet une concentration des lignes de champ électromagnétique dans un volume global réduit. Ce procédé permet donc une réduction de l'encombrement et de la masse du filtre.

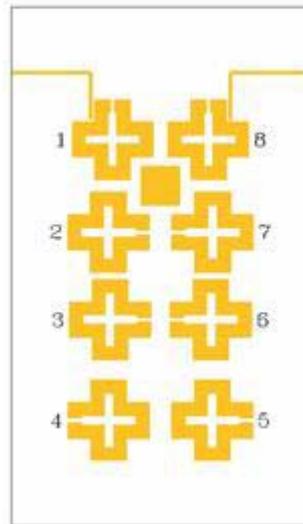
De plus, ces structures utilisent généralement des modes duaux : deux modes résonants sont excités dans la même cavité. Cette technique permet la réduction par un facteur 2 du nombre de cavités requises pour répondre à une fonction de transfert donnée avec un nombre de pôles donné. Le nombre de pôles d'un filtre d'IMUX est d'environ 8 à 10 ce qui correspond à 4 ou 5 cavités.

Ce type de filtres a fait l'objet de nombreux travaux [7], [8]. Différentes réalisations de filtres à résonateurs diélectriques cylindriques sont présentées sur la figure I.5. Les cavités utilisées sont souvent réalisées en aluminium (limitation du poids) dont les parois internes sont argentées afin de réduire les pertes éventuelles.



**Figure I.5 :** Filtres à résonateurs diélectriques cylindriques

De nouvelles technologies de filtre d'IMUX utilisant les matériaux supraconducteurs ont été étudiées par J.F. Seaux dans le cadre de sa thèse [9]. Un exemple de réalisation de ce type de filtre est donné en figure I.6. Cette technologie devient intéressante lorsque le nombre de canaux à traiter est important (des applications nécessitant de l'ordre de 60 canaux sont visées).



**Figure I.6 :** Filtre supraconducteur

### IV.3 TECHNOLOGIES POUR LES FILTRES D'OMUX

Un filtre d'OMUX se situe à la sortie de chaque canal, après le module amplificateur. Il a pour rôle de sélectionner le signal bande étroite du canal, et donc d'éliminer les signaux parasites créés par les amplificateurs.

Les caractéristiques de ce filtre sont extrêmement sévères de par sa situation entre l'amplificateur de puissance et l'antenne d'émission. Ses pertes doivent ainsi être extrêmement faibles. En effet, les pertes dissipées par effet Joule produisent une forte chaleur, difficile à évacuer dans l'espace. Ceci peut conduire à de fortes dérives en fréquence et à des dégradations de composants. De plus, la puissance rayonnée peut se voir fortement diminuée par les pertes engendrées par le filtre. Les pertes acceptées sont donc de l'ordre de 0,5 dB, soit 11 % de puissance dissipée par le filtre.

D'autre part, la sélectivité doit être relativement forte, car les différents canaux destinés à être multiplexés peuvent présenter des bandes passantes très proches. Quant au temps de propagation de groupe, il doit être le plus constant possible dans la bande.

Les caractéristiques des filtres d'OMUX sont donc les suivantes :

- ↳ Une bande passante de quelques dizaines de MHz (bande passante relative inférieure à 2 %).
- ↳ De très faibles pertes (<0,5 dB).

- ↪ Une forte sélectivité.
- ↪ Une bonne dissipation thermique.

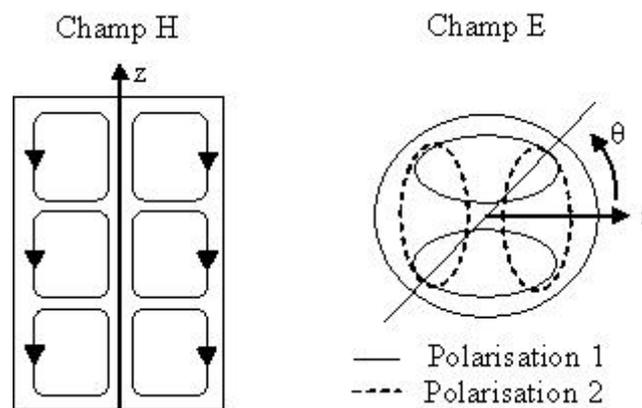
Pour répondre à l'ensemble de ces contraintes, deux topologies ont été retenues, suivant la plage fréquentielle d'utilisation :

- ↪ Les filtres en cavités (bandes Ku, Ka et C).
- ↪ Les filtres à résonateurs diélectriques (bande C).

#### IV.3.1. FILTRES EN CAVITES BIMODES ([10] A [13])

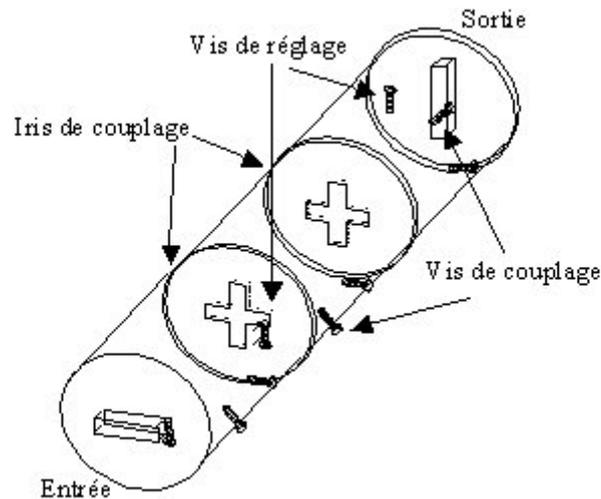
Afin de répondre aux exigences citées précédemment, les filtres utilisés sont des filtres en cavités métalliques bimodes cylindriques présentant une réponse pseudo elliptique (fonction de transfert présentée ultérieurement) à 4 ou 5 pôles. Les facteurs de qualité à vide attendus avoisinent les 12 000, condition nécessaire pour respecter la contrainte portant sur les pertes.

Les filtres en cavités bimodes fonctionnent sur le mode  $TE_{11X}$ . Ce mode présente, à la même fréquence de résonance, deux polarisations orthogonales (figure I.7).



**Figure I.7 :** Configuration du mode  $TE_{113}$

L'introduction d'une discontinuité à  $45^\circ$  des axes d'excitation permet de rompre l'orthogonalité des polarisations (et de contribuer à un transfert d'énergie d'une polarisation vers l'autre). Cette propriété est donc utilisée et permet de réaliser des filtres à  $2N$  pôles avec  $N$  éléments résonants, limitant ainsi le poids et l'encombrement. Un exemple est présenté en figure I.8.



**Figure I.8 :** Filtre en cavités métalliques cylindriques bimodes

En bande C, le mode  $TE_{111}$  est généralement utilisé. En bande Ku et Ka des modes de résonance à plusieurs variations longitudinales  $TE_{113}$  et  $TE_{114}$  sont utilisés pour augmenter le facteur de qualité malgré le surdimensionnement des cavités qu'ils induisent.

Les filtres d'OMUX doivent évacuer une puissance dissipée relativement importante tout en conservant une stabilité de fréquence de l'ordre du MHz. Le coefficient de dilatation des matériaux doit donc être particulièrement faible. La cavité utilise donc des matériaux plus lourds que l'aluminium mais au coefficient d'expansion très faible, tel que l'INVAR en bande Ka. Ces cavités sont argentées à l'intérieur, et les vis dorées, pour obtenir une meilleure conductivité.

Auparavant en bande C, seules des structures composées de cavités étaient utilisées. Bien qu'excitées sur des modes duaux, elles présentaient l'inconvénient d'être très encombrantes.

L'encombrement et le poids étant des paramètres essentiels lors de la conception d'un satellite, des topologies de filtres, utilisant des résonateurs diélectriques ont été mises au point pour la bande C.

#### **IV.3.2. FILTRES A RESONATEURS DIELECTRIQUES [3]**

Les objectifs de cette topologie sont :

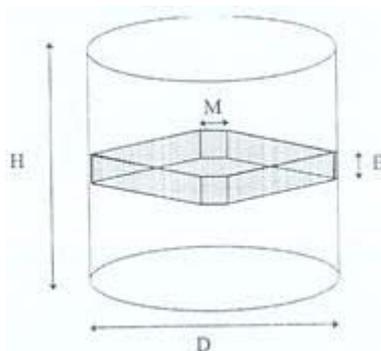
- ↗ D'obtenir les performances électriques exigées par un filtre d'OMUX.
- ↗ De réduire l'encombrement.
- ↗ D'évacuer facilement la chaleur.

La solution retenue est d'insérer un résonateur diélectrique présentant un ou plusieurs contacts avec la cavité métallique. Ces contacts permettent, non seulement une mise en place simple du résonateur dans la cavité, mais aussi ils assurent une évacuation de la chaleur, indispensable pour les applications OMUX. Mais, le principal avantage de cette topologie est de réduire considérablement les dimensions du filtre. La photographie suivante (figure I.9) présente un filtre utilisant des cavités sans résonateur et un filtre utilisant des cavités avec résonateurs.



**Figure I.9 :** Ancienne et nouvelle topologies de filtre bande C

Lors de ces travaux de thèse, S. Moraud [3] a expérimenté différentes géométries pour ce résonateur. Chaque système résonant testé a été caractérisé d'un point de vue électrique, par son facteur de qualité  $Q_0$  proche de 10 000. La géométrie retenue, brevetée par Alcatel, est présentée sur la figure I.10.



**Figure I.10 :** Représentation 3D de la structure à résonateur plaque

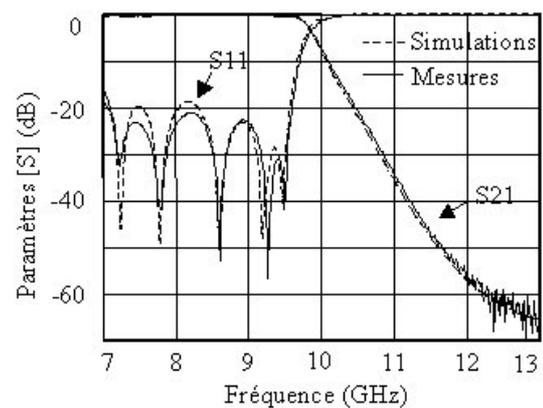
Cette technologie est également employée pour les filtres d'IMUX.

#### IV.4 TECHNOLOGIES POUR LES FILTRES D'EMISSION

Le filtre d'émission est situé juste avant l'antenne d'émission. Il doit donc présenter de très faibles pertes et supporter de fortes puissances microondes de quelques centaines de watts. Par conséquent, ce filtre large bande, généralement de type passe bas possède une technologie en guide d'onde. Le matériau utilisé pour ce filtre est l'aluminium car les dérives en fréquence sur une telle largeur de bande ne sont pas un point critique. Les filtres en guide corrugué, nervuré ou en gaufrier sont différentes solutions permettant de répondre à ces caractéristiques. Une étude sur les méthodes de conception de ces dispositifs a été effectuée lors de mon stage de D.E.A. [14]. Une photo de filtre corrugué réalisé à l'IRCOM et son comportement en fréquence sont présentés sur la figure I.11.



(a) maquette réalisée



(b) comportements en fréquence  
simulé et mesuré

**Figure I.11** : Filtre d'émission en guide corrugué

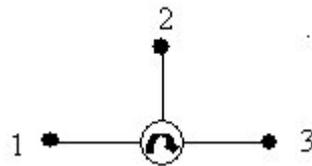
#### V. LES DISPOSITIFS DE MULTIPLEXAGE / DEMULTIPLEXAGE DU SOUS SYSTEME REPETEUR [15]

Le multiplexage consiste à recombinaison les signaux amplifiés provenant des différents canaux vers une seule voie pour permettre l'émission du signal utile à l'aide d'une antenne d'émission unique. Le démultiplexage consiste à diviser le signal provenant du récepteur en différentes sous bandes avant l'amplification canal par canal.

Quelques unes des méthodes les plus couramment utilisées pour multiplexer et / ou démultiplexer le signal sont présentées ci-dessous.

### V.1 MULTIPLEXAGE / DEMULTIPLEXAGE PAR CIRCULATEURS

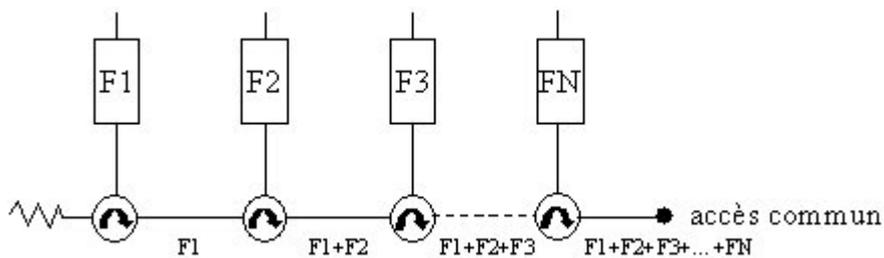
Cette topologie est constituée de filtres passe bande résonants à la fréquence centrale de chaque canal et couplés vers une voie commune par l'intermédiaire de circulateurs à ferrite [16] (figure I.12).



**Figure I.12 :** Schéma d'un circulateur

Ce dispositif est dimensionné pour qu'une onde entrante dans la voie (1), (2) ou (3) ne puisse sortir respectivement que par la voie (2), (3) ou (1).

La schématique d'un multiplexeur / démultiplexeur par circulateurs est présentée en figure I.13.



**Figure I.13 :** Multiplexage / démultiplexage par circulateurs

Parmi les avantages offerts par cette topologie, on peut noter que :

- ↳ La propagation des ondes électromagnétiques dans la structure se fait par l'intermédiaire des circulateurs, ce qui permet de réduire les interactions

entre les canaux, et par conséquent, de régler les filtres indépendamment les uns des autres.

- ↳ La nature directionnelle du circuit permet aussi de minimiser les contraintes requises sur la sélectivité des filtres.
- ↳ Cette topologie est reconfigurable, c'est à dire qu'il est possible d'augmenter le nombre de canaux, sans pour autant dégrader la réponse des canaux déjà montés.

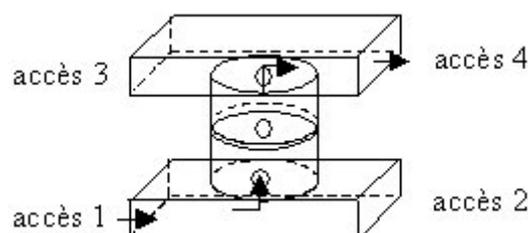
En ce qui concerne les inconvénients, on peut noter que :

- ↳ L'onde électromagnétique passe successivement à travers les circulateurs avant d'atteindre la sortie commune, ce qui engendre des pertes de l'ordre de 0,2 dB par circulateurs.
- ↳ Les circulateurs à ferrite ne supportent que de faibles puissances.

Pour une application de multiplexage (OMUX), cette topologie est difficilement envisageable. En effet, les pertes et les puissances mises en jeu sont très critiques à cette position dans la charge utile. En revanche, dans le cas des démultiplexeurs (IMUX), cette solution est très souvent utilisée.

## V.2 MULTIPLEXAGE PAR FILTRES DIRECTIONNELS [5], [17], [18]

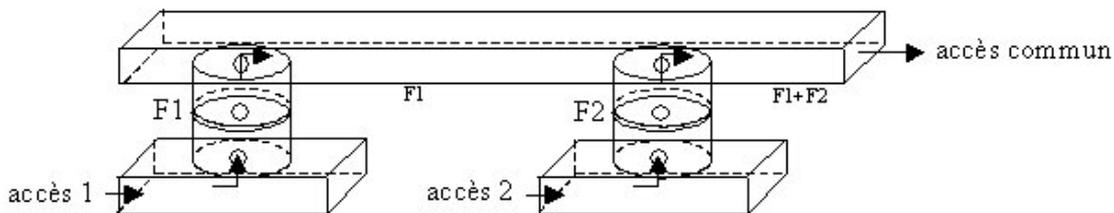
Les filtres directionnels utilisent deux guides d'onde rectangulaires fonctionnant sur le mode  $TE_{10}$  ; ces guides sont connectés par l'intermédiaire de cavités cylindriques fonctionnant sur une polarisation circulaire de type  $TE_{11X}$ . Les couplages inter cavités et les couplages entre les cavités d'entrée / sortie et les guides sont réalisés par des iris circulaires comme le montre la figure I.14.



**Figure I.14 :** Filtre directionnel

A la fréquence de fonctionnement du filtre, l'onde incidente sur le port 1 est transmise par les différentes cavités sur le mode  $TE_{11X}$ , jusqu'au guide de sortie vers le port 4. Rien n'est transmis sur le port 3. La réponse en transmission entre les ports 1 et 4 est équivalente à celle d'un filtre passe bande, tandis que celle obtenue entre les ports 1 et 2 est complémentaire et équivalente à un filtre stop bande.

Le multiplexage par filtres directionnels consiste à utiliser plusieurs de ces filtres passe bande, chacun étant centré à la fréquence de résonance d'un canal et connecté en cascade comme présenté sur la figure I.15.



**Figure I.15 :** Multiplexage par filtres directionnels

Les avantages de cette topologie sont que :

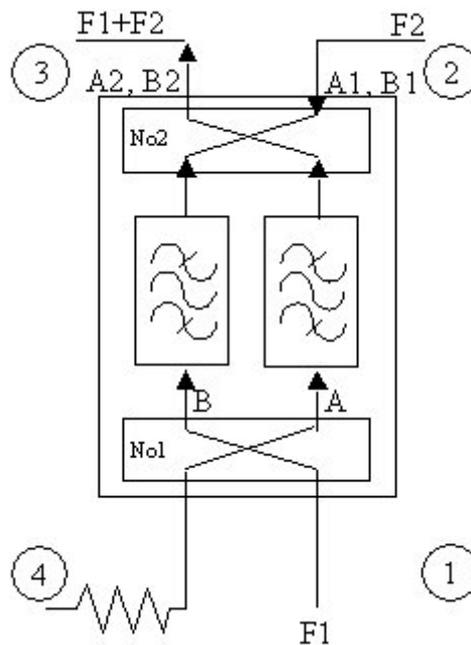
- ↗ Un seul filtre par canal est nécessaire.
- ↗ Du fait de l'effet directionnel des filtres, ils sont faciles à combiner et à régler pour former le multiplexeur.
- ↗ Cette topologie est modulable, c'est à dire que l'ajout de canaux est possible sans perturber les canaux déjà réglés.

Au niveau des inconvénients, on peut noter que :

- ↗ Les filtres directionnels sont limités à la réalisation de fonctions de filtrage de type Butterworth et Tchebychev, car le fonctionnement des cavités est obligatoirement monomode.
- ↗ Du fait de l'utilisation de cavités monomodes, les contraintes de poids et de volumes de ces filtres ne sont pas optimales.
- ↗ Il est difficile d'obtenir des bandes passantes supérieures à 1 %.

### V.3 MULTIPLEXAGE A COUPLEURS HYBRIDES [16] – [19]

Le multiplexage à coupleurs hybrides utilise le principe de fonctionnement d'un coupleur 3 dB. Quand un signal est injecté dans un coupleur hybride 3 dB, les deux signaux obtenus en sortie ont la même puissance mais diffèrent en phase de  $90^\circ$ . La figure I.16 présente le principe de multiplexage par coupleurs hybrides.

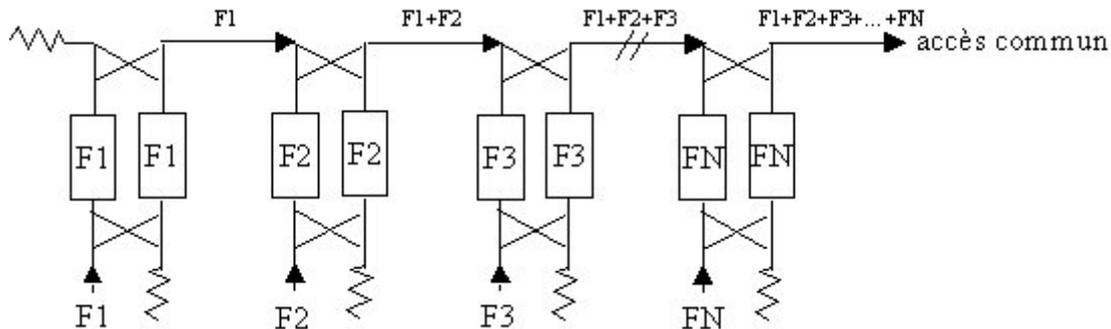


**Figure I.16 :** Principe du multiplexage à coupleurs hybrides

Un signal de fréquence  $f_1$  entrant sur le coupleur 1 par le port 1, sort de ce dernier sur 2 voies A et B, avec la même amplitude, mais déphasé de  $90^\circ$ . Les voies A et B passent chacune à travers des filtres passe bande identiques, centrés à la fréquence  $f_1$ . Les signaux filtrés A et B passent ensuite à travers le coupleur 2, et se divisent respectivement en  $A_1$  et  $A_2$ , et  $B_1$  et  $B_2$ .  $A_2$  est déphasé de  $90^\circ$  par rapport à  $A_1$ , et apparaît en phase avec  $B_2$  au port 3.  $B_1$  est déphasé de  $90^\circ$  par rapport à  $B_2$ , et apparaît sur le port 2 déphasé de  $180^\circ$  par rapport à  $A_1$ . Ainsi, les signaux  $A_2$  et  $B_2$  s'additionnent, tandis que  $A_1$  et  $B_1$  s'annulent.

D'autre part, si un signal à la fréquence  $f_2$ , est injecté sur le coupleur par le port 2, il se divise, se réfléchit sur les filtres, et se retrouve en phase au port 3.

En utilisant ces dispositifs de couplage, il est alors possible de recombinaison plusieurs porteuses sur une voie unique, en associant les canaux comme présenté sur la figure I.17.



**Figure I.17 :** Multiplexage à coupleurs hybrides

Les avantages de cette topologie sont que :

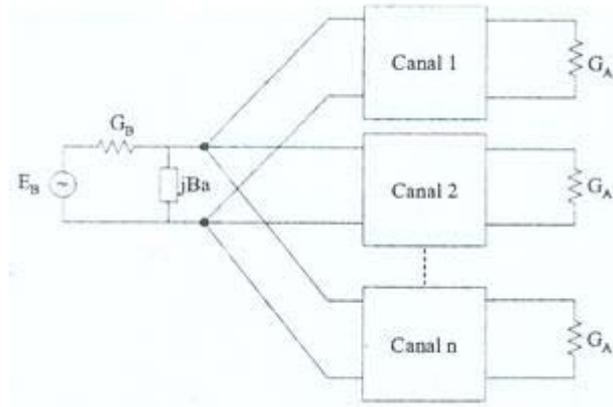
- ↪ La nature directionnelle des blocs permet une réalisation simple du multiplexeur.
- ↪ Les pertes à chaque réflexion sont de l'ordre de 0,05 dB.
- ↪ Cette topologie est reconfigurable.
- ↪ La puissance totale transmise est divisée par le coupleur hybride. Seule 50 % de la puissance incidente passe donc dans chacun des filtres, ce qui permet d'augmenter la tenue en puissance, tout en limitant les problèmes de claquages.

Du côté des inconvénients, on peut noter que:

- ↪ Cette topologie est lourde à mettre en œuvre, puisque chaque canal nécessite 2 filtres identiques et des coupleurs.
- ↪ La taille et le poids ne sont donc pas optimaux.
- ↪ Les longueurs des guides entre filtres et coupleurs doivent être déterminées avec précision pour conserver les propriétés directives du filtre.

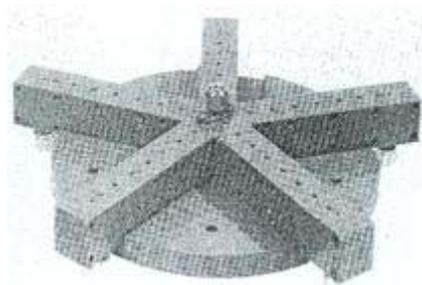
#### V.4 MULTIPLEXAGE PARALLELE [5]

Le multiplexage parallèle consiste à associer plusieurs filtres en parallèle sur une sortie commune comme présenté sur la figure I.18.



**Figure I.18 :** Multiplexage parallèle

La figure I.19 représente un exemple de multiplexeur parallèle à 5 canaux.



**Figure I.19 :** Multiplexeur parallèle à 5 canaux

Chaque branche du multiplexeur est constituée d'un filtre et d'un tronçon de guide, permettant ainsi d'adapter l'ensemble des voies vers la sortie commune.

Parmi les avantages offerts par cette topologie, on peut noter que :

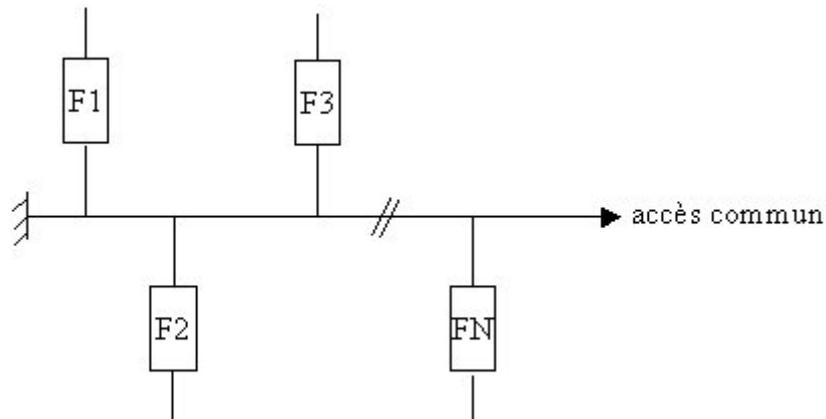
- ↪ Un seul filtre est nécessaire par canal.
- ↪ L'encombrement et le poids sont donc réduits.

Pour les inconvénients :

- ↪ Les canaux ne doivent pas être trop proches en fréquence.
- ↪ Il est difficile d'obtenir des spécifications très restrictives sur les niveaux de réflexion.
- ↪ Cette topologie ne permet pas l'utilisation d'un grand nombre de canaux.

### V.5 MULTIPLEXAGE SUR MANIFOLD

Cette topologie consiste à associer des filtres passe bande, réglés à la fréquence de chaque canal, et couplés sur un guide d'onde commun appelé manifold, comme présenté sur la figure I.20, une extrémité de ce guide est court-circuitée.



**Figure I.20 :** Multiplexage sur manifold

Parmi les avantages de cette topologie, on peut noter que :

- ↪ Un seul filtre passe bande est nécessaire par canal.
- ↪ Cette topologie est la plus compacte parmi toutes celles proposées.
- ↪ Les performances électriques sont optimum.

En ce qui concerne les inconvénients :

- ↪ Les filtres étant tous connectés sur un guide commun, chaque filtre doit être très sélectif pour éviter les interactions entre les canaux. Une fonction de filtrage de type pseudo elliptique est donc généralement choisie.

- ↪ Les méthodes de synthèse et les procédures de réglages sont assez complexes car les interactions entre les canaux sont fortes.
- ↪ Cette topologie n'est pas modulable. Un fois le multiplexeur conçu, il est difficile d'y ajouter des canaux, sans dégrader la réponse globale. Sous certaines conditions, ceci semble tout de même réalisable [19], [20].

Pour le multiplexage de sortie dans une charge utile d'un satellite de télécommunications, la topologie en guide d'onde commun, communément appelé manifold, est la solution la plus couramment employée. En effet, elle présente les meilleures caractéristiques en terme d'encombrement, de performances électriques et de tenue en puissance.

Pour cette topologie, différentes solutions d'implémentation des filtres sur le guide commun peuvent être réalisées. Des jonctions en T de type plan E ou plan H peuvent être utilisées. D'autre part, si tous les filtres sont montés d'un même côté du manifold, le montage est dit "en peigne", tandis que si les filtres sont montés alternativement de chaque côté du manifold, on parle de montage en épis. Nous discuterons de l'avantage de cette dernière topologie dans les chapitre suivants.

Des montages en peigne et en épis sont montrés sur la figure I.21.



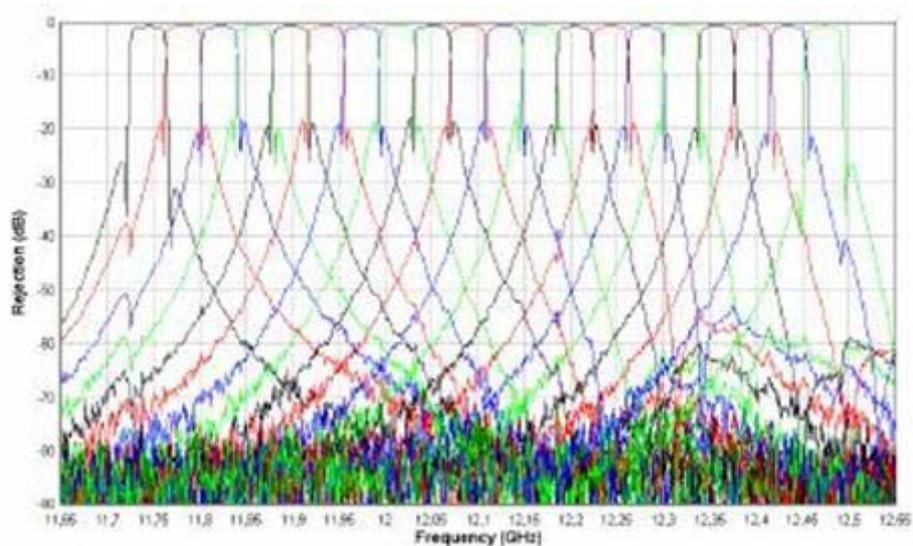
(a) 7 canaux montés en peigne  
avec des Tés plan H



(b) 20 canaux montés en épis  
avec des Tés plan E

**Figure I.21** : Exemples de réalisation d'OMUX sur manifold

Actuellement, une vingtaine de canaux peuvent être montés sur un manifold. La figure I.22 montre les réponses en transmission d'un OMUX 20 canaux en bande Ku [21].



**Figure I.22 :** Réponse d'un OMUX 20 canaux adjacents en bande Ku [21]

## VI. CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, les éléments constitutifs d'un satellite de télécommunications ont été décrits succinctement, en s'intéressant plus particulièrement à la présentation de la charge utile du satellite. Chaque sous système de la charge utile doit répondre à des caractéristiques précises, en terme de pertes, de tenue en puissance, d'encombrement... Pour cela, l'utilisation de technologies de filtres spécifiques pour chaque niveau de la charge utile est donc requise.

Une présentation générale des différentes technologies de multiplexage / démultiplexage a également été réalisée au cours de ce chapitre.

Notre travail de thèse portant sur la conception des multiplexeurs sur manifold, et sur la synthèse des filtres d'OMUX, une présentation générale des différentes méthodes de conception de ces dispositifs sera réalisée dans le chapitre II.



# CHAPITRE II

*Etat de l'art au sujet de la conception de dispositifs  
hyperfréquences de filtrage et de multiplexage dans les  
satellites de télécommunications*



## I. INTRODUCTION

Au cours de ce chapitre, une présentation des méthodes de conception des dispositifs hyperfréquences de filtrage et de multiplexage utilisés dans les satellites de télécommunications, est réalisée.

Dans une première partie, nous présenterons les méthodes de synthèse de filtres hyperfréquences, en s'attachant plus particulièrement à la conception de filtres en cavités bimodes, notre travail de thèse s'inscrivant dans ce cadre là.

Dans une seconde partie, nous présenterons les outils d'analyse électromagnétique dédiés à la conception de dispositifs volumiques.

Dans une troisième partie, les méthodes de conception électromagnétique des filtres hyperfréquences seront détaillées.

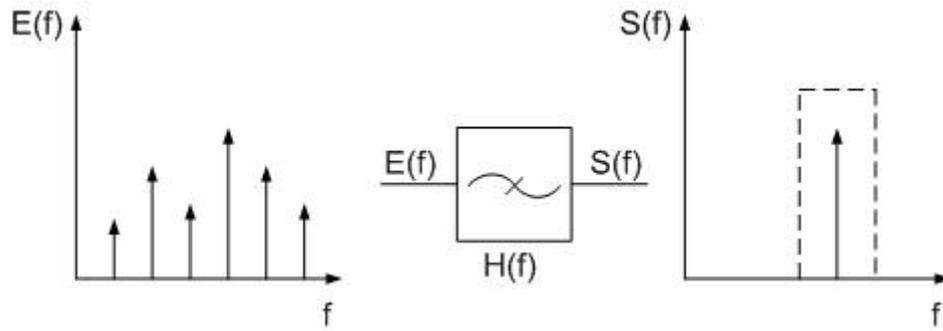
Enfin, ces filtres étant destinés à des applications de multiplexage, nous nous attacherons, dans une dernière partie, à décrire les méthodes de modélisation des multiplexeurs sur manifold.

## II. SYNTHÈSE DES FILTRES HYPERFREQUENCES

### II.1 FONCTION DE TRANSFERT [22]

Une des fonctions essentielles pour le traitement de l'information est la fonction de filtrage passe bande. Cette fonction permet de sélectionner le signal utile par discrimination sur la fréquence. Le filtre présenté sur la figure II.1, est ainsi défini par une fenêtre fréquentielle appelée bande passante à travers laquelle les signaux sont transmis. En dehors de cette fenêtre fréquentielle, les signaux sont atténués, on parle de bande stoppée.

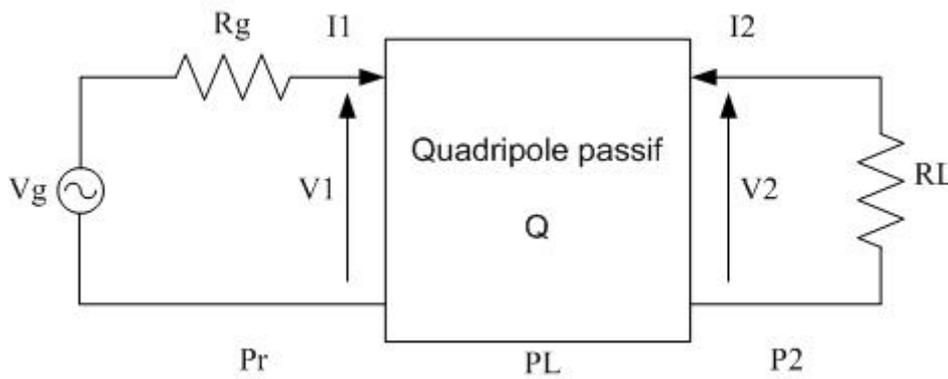
La synthèse des filtres microondes est généralement basée sur un schéma électrique équivalent du dispositif en éléments localisés. Cette synthèse permet, à partir de la théorie des circuits, de déterminer les valeurs des éléments localisés du schéma électrique équivalent en fonction de la fonction de filtrage choisie.



**Figure II.1 :** Principe de filtrage passe-bande

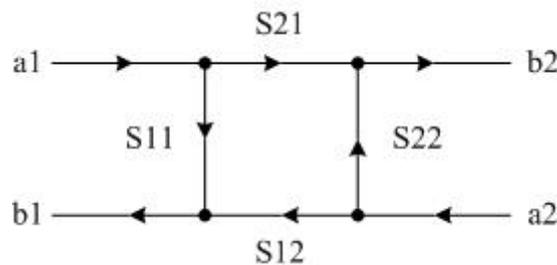
**II.1.1. REPRESENTATION DU FILTRE PAR UN QUADRIPOLE**

Un filtre peut être représenté par un quadripôle (figure II.2).



**Figure II.2 :** Quadripôle représentant le filtre

Dans le domaine des hyperfréquences, un quadripôle est généralement défini par ses paramètres [S], dont le graphe de fluence est présenté sur la figure II.3.



**Figure II.3 :** Graphe de fluence d'un quadripôle

Les ondes sortantes  $b_i$  sont liées aux ondes entrantes  $a_i$  par :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II-1})$$

Les coefficients  $S_{ii}$  représentent les coefficients de réflexion en entrée (resp en sortie) lorsque la sortie (resp l'entrée) est adaptée.

Les coefficients  $S_{ij}$  représentent les coefficients de transmission à l'entrée (resp sortie) lorsque la sortie (resp l'entrée) est adaptée.

La puissance disponible du générateur  $P_A$  est définie par :

$$P_A = \frac{|V_{g1}|^2}{8 R_g} \quad (\text{II-2})$$

La puissance délivrée à la charge  $P_2$  est donnée par :

$$P_2 = \frac{|V_2|^2}{2 R_2} \quad (\text{II-3})$$

Les pertes d'insertion sont définies par :

$$\frac{P_A}{P_2} = \frac{1}{\frac{2 V_2}{V_{g1}} \sqrt{\frac{R_g}{R_2}}} = \frac{1}{|H(j\omega)|^2} \quad (\text{II-4})$$

$$= \frac{1}{|S_{21}(j\omega)|^2}, \text{ si } R_g \text{ et } R_2 \text{ sont les résistances de référence pour le calcul}$$

des paramètres  $[S]$  (en général  $R_g = R_2 = 50 \Omega$ ).

Les pertes par réflexion sont définies par :

$$\frac{P_A}{P_r} = \frac{1}{|T(j\omega)|^2} = \frac{1}{|S_{11}(j\omega)|^2} \quad (\text{II-5})$$

$H(j\omega)$  et  $T(j\omega)$  sont respectivement la fonction de transfert et la fonction de réflexion du quadripôle. Lorsque le quadripôle est purement réactif (puissance dissipée dans le quadripôle  $P_L$  nulle), on a :

$$|H(j\omega)|^2 + |T(j\omega)|^2 = 1 \quad (\text{II-6})$$

L'atténuation d'un filtre en dB  $\alpha_{\text{dB}}$  est définie par :

$$\alpha_{\text{dB}} = 20 \log \left( \frac{1}{|H(j\omega)|} \right) \quad (\text{II-7})$$

### II.1.2. FONCTION DE TRANSFERT

La fonction de transfert d'un filtre sans perte s'écrit de façon générale pour un prototype passe-bas :

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + |D(j\omega)|^2} \quad (\text{II-8})$$

où  $D(j\omega) = \frac{T(j\omega)}{H(j\omega)}$ , est la fonction discriminante du filtre.

La fonction de transfert  $H(j\omega)$ , la fonction de réflexion  $T(j\omega)$  et la fonction discriminante  $D(j\omega)$  peuvent se mettre sous forme rationnelle, telle que :

$$H(j\omega) = \frac{1}{\varepsilon} \frac{P(j\omega)}{Q(j\omega)}, \quad T(j\omega) = \frac{R(j\omega)}{Q(j\omega)}, \quad \text{d'où } D(j\omega) = \varepsilon \frac{R(j\omega)}{P(j\omega)} \quad (\text{II-9})$$

où  $\varepsilon$  est l'ondulation dans la bande et  $P(j\omega)$ ,  $Q(j\omega)$  et  $R(j\omega)$  sont des polynômes à coefficients réels avec un coefficient égal à 1 pour le terme de plus haut degré.

La fonction discriminante  $D(j\omega)$  peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$D(j\omega) = \varepsilon \frac{\prod_{i=1}^N (j\omega - Z_{R_i})}{\prod_{i=1}^{N_z} (j\omega - Z_{P_i})} \quad (\text{II-10})$$

où  $Z_{R_i}$  (les zéros de R) et  $Z_{P_i}$  (les zéros de P), sont respectivement les zéros de réflexion ( $S_{11}$ ) et de transmission ( $S_{21}$ ). N et  $N_z$  sont respectivement l'ordre de la fonction de transfert et le nombre de zéros de transmission. Connaissant la fonction discriminante  $D(j\omega)$ , il est possible d'en déduire le coefficient  $\varepsilon$  et les polynômes  $R(j\omega)$  et  $P(j\omega)$ .

En utilisant la relation (II-6), le polynôme  $Q(j\omega)$  est alors donné par :

$$Q(j\omega) Q^*(j\omega) = R(j\omega) R^*(j\omega) + \frac{1}{\varepsilon^2} P(j\omega) P^*(j\omega) \quad (\text{II-11})$$

Les fonctions de transfert les plus couramment utilisées sont :

- ↪ Les fonctions de Butterworth.
- ↪ Les fonctions de Tchebychev.
- ↪ Les fonctions pseudo elliptiques.

### II.1.2.1 Fonction de Butterworth

La fonction discriminante  $D(j\omega)$  d'un filtre de type Butterworth est donnée par :

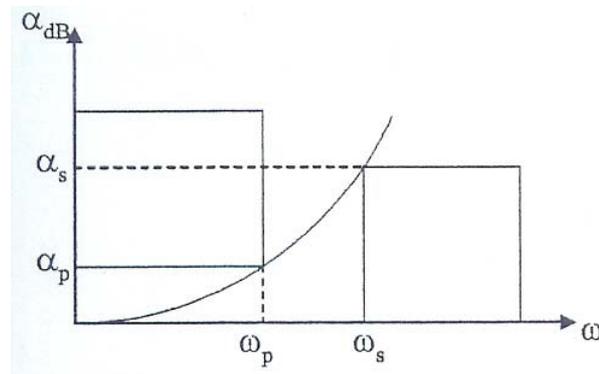
$$D(j\omega) = (j\omega)^n \quad (\text{II-12})$$

où n est le nombre de pôles calculé pour respecter le gabarit du filtre.

Dans le cas d'un filtre de type Butterworth, le nombre de pôles n se calcule aisément à l'aide de la relation suivante :

$$n = \frac{1}{2} \frac{\log \left( \frac{10^{0,1\alpha_s} - 1}{10^{0,1\alpha_p} - 1} \right)}{\log \left( \frac{\omega_s}{\omega_p} \right)} \quad (\text{II-13})$$

où  $\alpha_s$  est l'atténuation désirée à  $\omega_s$  et  $\alpha_p$  celle à  $\omega_p$ .



**Figure II.4** : Prototype passe-bas d'un filtre de type Butterworth

### II.1.2.2 Fonction de Tchebychev

Un filtre de Tchebychev admet une ondulation  $\varepsilon$  dans la bande passante. La fonction discriminante  $D(j\omega)$  est donnée par :

$$D(j\omega) = j^n \varepsilon T_n(\omega) \quad (\text{II-14})$$

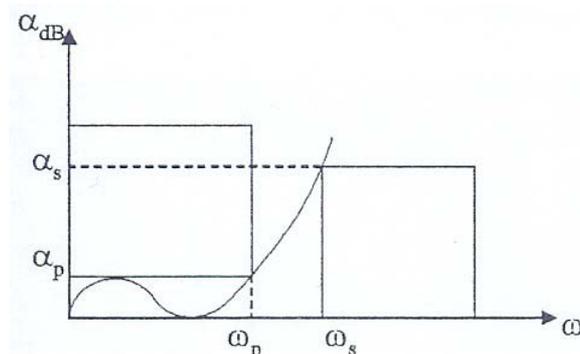
où  $T_n(\omega) = \cos(n \cdot \arccos(\omega))$  dans la bande, ie  $|\omega| \leq 1$  ;

$T_n(\omega) = \cosh(n \cdot \operatorname{acosh}(\omega))$  hors bande, ie  $|\omega| \geq 1$  ;

$n$  est le nombre de pôles.

Le nombre de pôles pour un filtre de Tchebychev se calcule à l'aide de la relation suivante :

$$n = \frac{\operatorname{acosh} \sqrt{\frac{10^{0,1\alpha_s} - 1}{10^{0,1\alpha_p} - 1}}}{\operatorname{acosh} \frac{\omega_s}{\omega_p}} \quad (\text{II-15})$$



**Figure II.5** : Prototype passe bas d'un filtre de type Tchebychev

### II.1.2.3 Fonction de type pseudo elliptique ou Tchebychev généralisée

La fonction de type pseudo elliptique est une forme généralisée de la fonction Tchebychev. Sa fonction discriminante est donnée par :

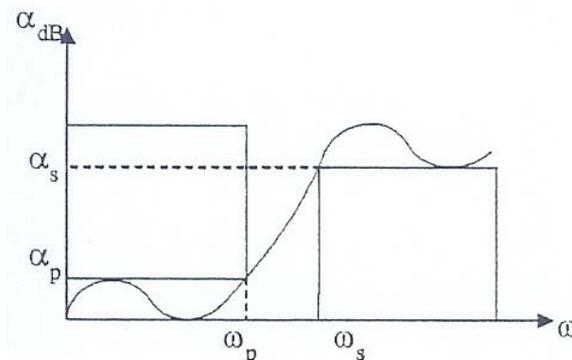
$$D(j\omega) = \varepsilon \left[ \cosh \left( \sum_{i=1}^{n_z} \operatorname{acosh} x_i + (n - n_z) \operatorname{acosh} \omega \right) \right] \quad (\text{II-16})$$

où 
$$x_i = \frac{\omega - \frac{1}{\omega_i}}{1 - \frac{\omega}{\omega_i}}$$

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

Les pôles de la fonction sont les termes  $\omega_i$  et sont liés aux zéros de  $P(j\omega)$  par  $P_i = j\omega_i$ . Si tous les pôles de  $D(j\omega)$  sont placés à l'infini, on obtient un filtre de Tchebychev.

L'atténuation du prototype passe bas de type pseudo elliptique est présentée sur la figure II.6.



**Figure II.6** : Prototype passe bas d'un filtre de type pseudo elliptique

La fonction de filtrage pseudo elliptique possède donc des zéros de transmission en dehors de la bande, ce qui permet une meilleure réjection en limite de bande passante. Cette fonction est généralement utilisée pour concevoir les filtres d'OMUX.

### II.1.2.4 Transformation de fréquence

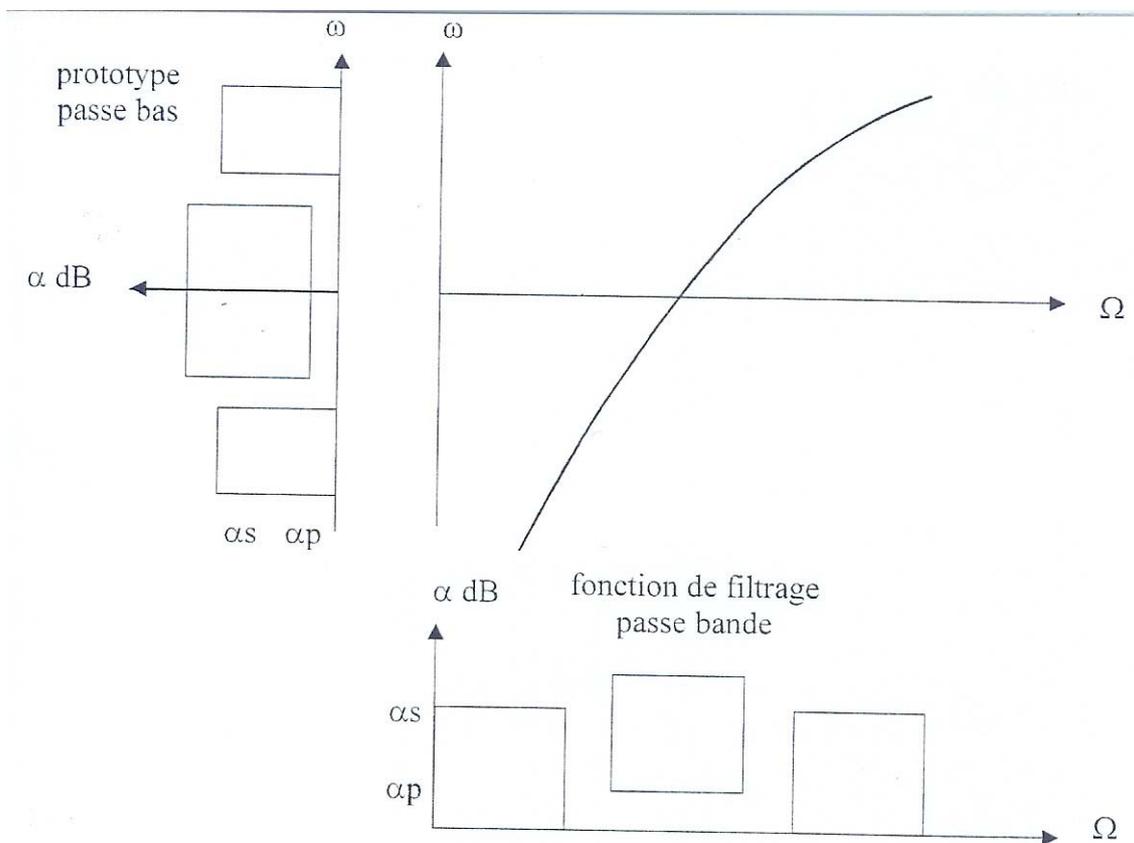
Après avoir déterminé le prototype passe bas du filtre que l'on souhaite synthétiser, les fonctions de filtrage passe bande, passe haut ou stop bande sont obtenues par une

transformation de fréquence. La transformation permettant d'obtenir une fonction de filtrage de type passe bande, à partir du prototype passe bas est donnée par :

$$\omega \rightarrow \frac{\Omega}{K_1} + \frac{K_2}{\Omega} \quad (\text{II-17})$$

où  $K_1$  et  $K_2$  sont des constantes liées aux fréquences de coupure basse et haute du filtre passe bande.

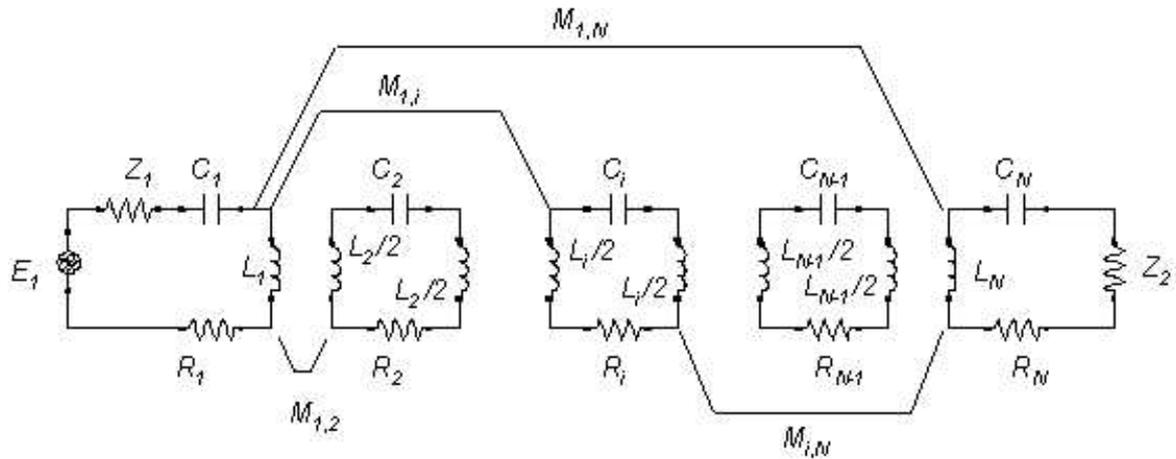
La figure II-17 illustre la transformation en fréquence.



**Figure II.7 :** Transformation de fréquence

## II.2 MODELE EN ELEMENTS LOCALISES ET MATRICE DE COUPLAGE [23] A [27]

Les filtres volumiques à éléments résonants peuvent être représentés sous la forme d'un circuit électrique équivalent (figure II-8). Les  $n$  résonateurs sont représentés par les  $n$  circuits résonants ( $L_i, C_i$ ), et sont couplés entre eux par des inductances mutuelles,  $M_{ij}$ . Le circuit est supposé sans pertes ( $R_i = 0$ ).



**Figure II.8 :** Circuit électrique équivalent sans pertes d'un filtre passe bande à éléments résonants

Le but de la synthèse est de déterminer les valeurs des différents éléments localisés modélisant le filtre, permettant de répondre à une fonction de transfert donnée. Généralement, la représentation matricielle de ces couplages est utilisée, on parle de matrice de couplage [M].

En appliquant la loi des mailles à ce circuit, on obtient :

$$\begin{cases} E = \left( R_1 + jL_1 \omega + \frac{1}{jC_1 \omega} \right) i_1 + jM_{12} \omega i_2 + \dots \\ 0 = jM_{12} \omega i_1 + \left( jL_1 \omega + \frac{1}{jC_1 \omega} \right) i_2 + \dots \\ 0 = jM_{1N} \omega i_1 + \dots + \left( R_N + jL_N \omega + \frac{1}{jC_N \omega} \right) i_N \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

En posant :

$$\begin{aligned} r &= \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot \frac{R}{Z_0} \quad (\text{nous supposons que } R = R_1 = R_2), \\ s_i &= \frac{\Delta\omega}{Z_0 \cdot \omega_0} \left( jL_i \omega + \frac{1}{jC_1 \omega} \right) \end{aligned} \quad (\text{II-19})$$

$$\text{et} \quad m_{ij} = \frac{\Delta\omega}{Z_0} \cdot M_{ij} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot \frac{M_{ij}}{L}$$

Le système devient :

$$\begin{pmatrix} E \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} = \frac{Z_0 \cdot \omega_0}{\Delta\omega} \cdot \begin{bmatrix} r + s_1 & m_{12} \cdot \frac{j\omega}{\omega_0} & \cdots & m_{1N} \cdot \frac{j\omega}{\omega_0} \\ m_{12} \cdot \frac{j\omega}{\omega_0} & s_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ m_{1N} \cdot \frac{j\omega}{\omega_0} & \cdots & \cdots & r + s_N \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \end{pmatrix} \quad (\text{II-20})$$

En normalisant  $Z_0 = 1$ ,  $\omega_0 = 1$  et  $\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = 1$ , et en faisant l'approximation des filtres à bande passante étroite devant la fréquence centrale  $\omega \approx \omega_0$ , le système devient :

$$\begin{pmatrix} E \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} = [Z] \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \end{pmatrix} \quad \text{avec} \quad [Z] = [R] + j[M] + j[S] \cdot [I_d] \quad (\text{II-21})$$

$$\Rightarrow [R] = \begin{bmatrix} r & \cdots & 0 \\ \vdots & 0 & \vdots \\ 0 & \cdots & r \end{bmatrix} \quad \text{est la matrice correspondant aux résistances d'entrée et}$$

sortie du dispositif.

$$\Rightarrow [M] = \begin{bmatrix} 0 & m_{12} & \cdots & m_{1N} \\ m_{12} & \ddots & & \vdots \\ & & \ddots & \vdots \\ m_{1N} & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad \text{est la matrice des couplages normalisés.}$$

$$\Rightarrow [S] \cdot [I_d] = \begin{bmatrix} \frac{s_1}{j} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \frac{s_N}{j} \end{bmatrix}$$

où  $[I_d]$  est la matrice identité, cette matrice représente le décalage fréquentiel des  $n$  résonateurs par rapport à la fréquence centrale.

Généralement, on considère la matrice de couplage  $[M]$  comme la somme  $[M]+[S]$   $[I_d]$ . Dans la suite de cette présentation, la quantité  $[M]+[S]$   $[I_d]$  sera remplacée par  $[M]$ , et donc les termes  $m_{ii}$  de la diagonale seront égaux à  $\frac{S_i}{j}$ .

Les paramètres S du circuit équivalent s'expriment alors sous la forme :

$$S_{21} = 2r \frac{i_N}{E} = 2r [Z]_{N1}^{-1} \quad \text{et} \quad S_{11} = 1 - 2r [Z]_{11}^{-1} \quad (\text{II-22})$$

Les paramètres de couplage  $m_{ij}$  et les résistances  $r$  doivent donc être calculés à partir des fonctions  $S_{21}$  et  $S_{11}$  désirées. Ce calcul s'effectue en considérant les paramètres Y du circuit équivalent.

Nous avons vu précédemment que les paramètres S idéaux s'expriment en fonction des polynômes  $P/\varepsilon$ ,  $Q$  et  $R$  de la fonction de filtrage par :

$$S_{21} = \frac{P}{\varepsilon Q} \quad \text{et} \quad S_{11} = \frac{R}{Q}$$

Les paramètres Y du filtre peuvent s'exprimer en fonction des polynômes caractéristiques par :

$$y_{22} = \frac{Q_1 + R_1 + jQ_4 + jR_4}{Q_2 + R_2 + jQ_3 + jR_3} \quad \text{et} \quad y_{21} = \frac{P}{\varepsilon (Q_2 + R_2 + jQ_3 + jR_3)} \quad \text{si } N \text{ est pair} \quad (\text{II.23})$$

$$y_{22} = \frac{Q_2 + R_2 + jQ_3 + jR_3}{Q_1 + R_1 + jQ_4 + jR_4} \quad \text{et} \quad y_{21} = \frac{P}{\varepsilon (Q_1 + R_1 + jQ_4 + jR_4)} \quad \text{si } N \text{ est impair} \quad (\text{II.24})$$

où les indices 1, 2, 3 et 4 des polynômes  $R$  et  $Q$  représentent respectivement leurs parties réelles impaires et paires et leurs parties imaginaires impaires et paires.

Il faut enfin exprimer  $y_{22}$  et  $y_{21}$  en fonction des termes  $m_{ij}$  et  $r$ . La matrice de couplage  $[M]$  se décompose sous la forme :

$$[M] = [T] \cdot [\Lambda] \cdot [T]^{-1} \quad (\text{II-25})$$

où  $[T]$  est une matrice orthogonale pouvant avoir plusieurs solutions

$[\Lambda]$  est une matrice diagonale contenant les valeurs propres  $(\lambda_1, \dots, \lambda_n)$  de la matrice  $[M]$

Les paramètres Y du quadripôle sont liés à la matrice  $[Z]$  de la façon suivante :

$$\begin{aligned} y_{11} &= r [Z]_{11}^{-1} \\ y_{21} &= r [Z]_{N1}^{-1} \\ y_{22} &= r [Z]_{NN}^{-1} \end{aligned} \quad (\text{II-26})$$

et par conséquent :

$$\begin{aligned} y_{11} &= r \cdot \sum_{k=1}^N \frac{T_{1k}^2}{j\omega - j\lambda_k} \\ y_{21} &= r \cdot \sum_{k=1}^N \frac{T_{1k} \cdot T_{Nk}}{j\omega - j\lambda_k} \\ y_{22} &= r \cdot \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk}^2}{j\omega - j\lambda_k} \end{aligned} \quad (\text{II-27})$$

où  $T_{ij}$  sont les coefficients de la matrice  $[T]$ .

Les paramètres  $y_{22}$  et  $y_{21}$  étant connus en fonction des polynômes caractéristiques  $P/\varepsilon$ ,  $Q$  et  $R$ , les termes  $\lambda_i$  de la matrice diagonale  $[\Lambda]$ , les résistances  $r$  et les termes  $T_{ik}$  de la première et de la dernière ligne de la matrice  $[T]$  peuvent alors être identifiés.

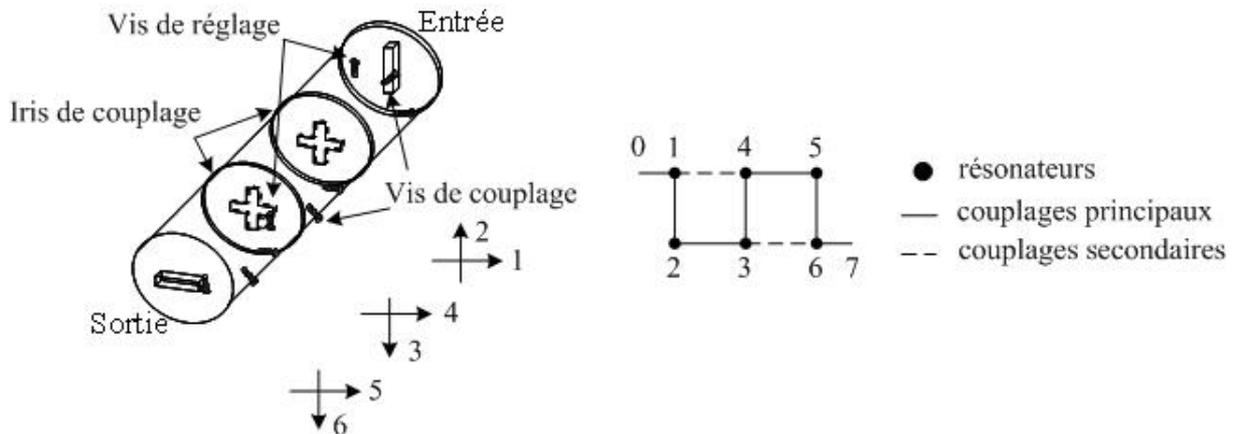
Les autres lignes peuvent être choisies arbitrairement à condition que  $[T]$  soit orthogonale. Une méthode d'orthogonalisation telle que celle de Gramm Schmidt peut être utilisée. Enfin, la matrice de couplage peut être calculée en appliquant la relation :

$$[M] = [T][\Lambda][T]^{-1} \quad (\text{II-28})$$



### II.3 EXEMPLES DE SYNTHÈSE DE FILTRES D'OMUX

Afin de limiter l'encombrement, les filtres d'OMUX sont généralement des filtres en cavités bimodes utilisant une topologie dite en ligne. Dans ce cas, les entrée / sortie du filtre sont réparties de chaque côté de la structure, comme présenté sur la figure II.9.



**Figure II.9 :** Filtre en cavités bimodes à topologie en ligne

Le nombre de zéros de transmission  $N_z$  que l'on peut obtenir avec cette structure est donné par :

$$N_z = N_l - N_c \quad (\text{II-30})$$

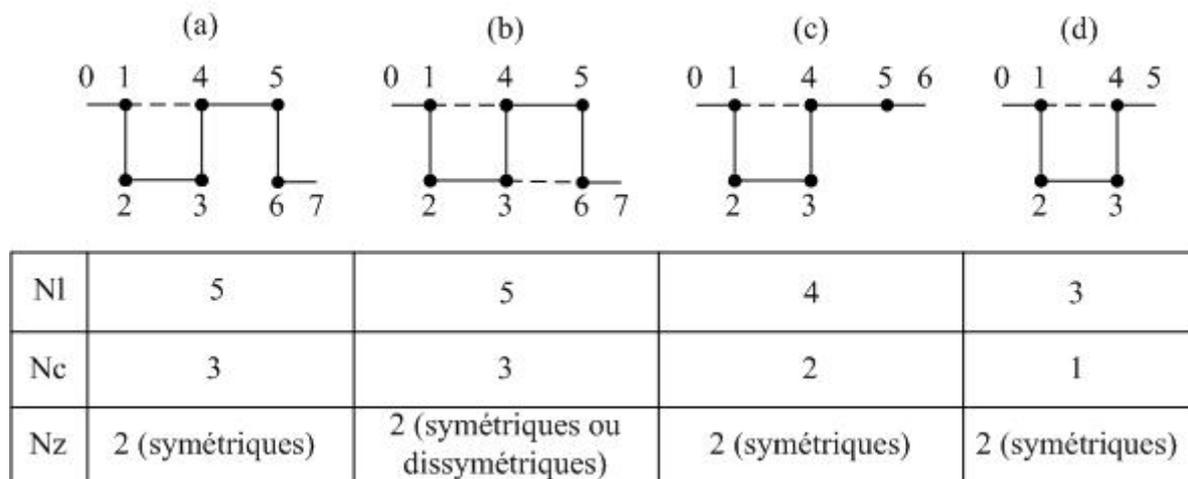
où  $N_l$  est le nombre de couplages constituant le chemin principal,

$N_c$  est le nombre de couplages constituant le chemin le plus court.

De plus, le nombre de paramètres (c'est à dire le nombre de couplages indirects) doit être suffisant pour permettre le réglage de l'ensemble des zéros à réaliser.

En effet, pour réaliser une paire de zéros symétriques, un paramètre est nécessaire, tandis que pour réaliser deux zéros dissymétriques, deux paramètres sont utiles.

Quelques exemples de topologies en ligne sont présentés sur les figures II.10 (a)(b)(c)(d).



**Figure II.10 :** Exemples de topologie en ligne

Les topologies 6 pôles, présentées sur les figures II.10 (a) et (b), permettent de réaliser le même nombre de zéros, en revanche, la topologie (a) ne permet de réaliser que des zéros symétriques, tandis que la topologie (b) permet de réaliser deux zéros dissymétriques.

La topologie cinq pôles présentée en figure II.10 (c) permet de réaliser deux zéros symétriques. Dans le cas où une réponse dissymétrique est désirée, un couplage supplémentaire doit être ajouté à la topologie. Enfin, la topologie 4 pôles présentée figure II.10 (d) permet de réaliser deux zéros de transmission symétriques.

F. Seyfert [80] a montré que la matrice de couplage peut être synthétisée sous une forme canonique dite en flèche, comme présentée ci-dessous :

$$\begin{pmatrix} * & * & 0 & 0 & * \\ * & * & * & 0 & * \\ 0 & * & * & * & * \\ 0 & 0 & * & * & * \\ * & * & * & * & * \end{pmatrix}$$

Cette matrice unique est symétrique et ne possède d'éléments éventuellement non nuls que sur sa diagonale, ses deux sur et sous diagonales, sa dernière ligne et sa dernière colonne. A l'issue d'une synthèse en flèche, la matrice de couplage ne permet pas toujours une réalisation en cavités bimodes. Une séquence de rotation doit alors être appliquée.

Dans [28], [29], les auteurs montrent que dans une géométrie donnée, plusieurs matrices de couplage permettent de réaliser une même fonction de transfert. Ces solutions multiples peuvent alors permettre au concepteur de choisir la solution la plus simple à réaliser, mais elles risquent d'être handicapantes en vue d'une optimisation par identification de la matrice de couplage. Nous montrerons dans le chapitre IV de ce rapport, les apports des solutions multiples dans le cadre de la conception de filtres d'ordres élevés.

### **III. MODELISATION DES FILTRES HYPERFREQUENCES**

La conception des dispositifs hyperfréquences utilise généralement des méthodes d'analyse électromagnétique rigoureuses, afin de prévoir par simulation le comportement des circuits. Suivant le type de circuit à étudier et la géométrie employée, différents outils d'analyse électromagnétique peuvent être utilisés.

En effet, la conception de circuits planaires se fait généralement à l'aide de méthodes 2,5D, telles que la méthode des moments ou la méthode des lignes. Pour l'analyse de dispositifs volumiques, les méthodes 3D telles que la méthode des éléments finis, ou l'analyse par mode matching sont communément employées. Le travail de thèse décrit dans ce manuscrit s'inscrivant dans la conception de dispositifs volumiques, seules les méthodes 3D vont être présentées.

#### **III.1 METHODE DES ELEMENTS FINIS**

Le logiciel basé sur la Méthode des Eléments Finis conçu à l'IRCOM par Michel Aubourg [30], est dédié à la résolution des équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel. Ce logiciel s'applique de façon générale à l'étude de circuits planaires ou volumiques, actifs ou passifs, blindés (bornés par des murs électriques (CCE) ou magnétiques (CCM) ou non blindés (utilisant des conditions absorbantes (PML) qui permettent l'étude de systèmes ouverts). La structure à analyser en 2 ou 3 dimensions peut être composée de milieux linéaires homogènes ou inhomogènes, isotropes ou anisotropes, avec ou sans pertes.

L'excitation des dispositifs microondes est réalisée par accès distribués définis par un plan, dans lesquels est effectuée une décomposition modale ou par accès linéiques représentés par des segments sur lesquels sont définies des relations de type tension – courant.

Une analyse par la méthode des Eléments Finis se déroule comme suit :

*La première étape* consiste, au moyen de logiciels de maillage (Flux Hyper et Modulef), à décrire la géométrie de la structure, puis à la discrétiser en éléments simples, soit par des segments en 1 dimension, soit par des triangles en 2 dimensions, soit par des tétraèdres ou des quadrangles en 3 dimensions.

Il est important de noter qu'il est possible de diminuer la taille du dispositif étudié en considérant des plans de symétries géométriques et/ou électriques, ce qui permet de réduire considérablement le volume à mailler, et par conséquent les temps de calcul.

Une fois la structure maillée, la seconde étape consiste à résoudre l'équation d'onde décrivant les équations de Maxwell, en prenant en compte les conditions aux limites (de type CCE, CCM), et les conditions d'excitation du dispositif :

$$\iiint_V \left( \frac{1}{a} \overrightarrow{\text{rot}} \bar{\varphi} \right) \cdot \left( \overrightarrow{\text{rot}} \bar{\phi} \right) dV - k_0^2 \iiint_V b \bar{\varphi} \cdot \bar{\phi} dV = -j\omega C \sum_{k=1}^n \iint_{Sp_k} \overrightarrow{J}_k \cdot \bar{\phi} dSp_k - jk_0 \sum_{p=1}^m \int_{l_p} \overrightarrow{I}_p \cdot \bar{\phi} dl_p \quad (\text{II-31})$$

avec  $k_0^2 = \omega^2 \epsilon_0 \mu_0$

$V$  : volume de la structure

$\bar{\phi}$  : fonction test vectorielle

$\bar{\varphi}$  : champ  $\vec{E}$  (ou  $\vec{H}$  si il n'y a pas d'accès localisé)

$Sp_k$  : surface définie comme plan d'accès distribué  $k$

$n$  : nombre de modes excités dans les accès distribués

$\overrightarrow{J}_k$  : distribution surfacique de courant sur l'accès  $k$

$l_p$  : segment défini comme ligne d'accès localisé

$m$  : nombre d'accès localisés

$\overrightarrow{I}_p$  : distribution linéique de courant

En formulation  $\vec{E}$ , les vecteurs et scalaires sont définis par :

$\bar{\varphi}$	$\bar{\phi}$	a	b	c	$\vec{J}_k$
$\vec{E}$	$\vec{\phi}_e$	$\mu_i$	$\varepsilon_i$	$\mu_0$	$\vec{J}_{ep_k}$

En respectant :

$$\vec{J}_{ep_k} = \vec{n}_{pk} \wedge \vec{H} \quad \text{sur les accès distribués}$$

$$\vec{n}_e \wedge \vec{E} = \vec{0} \quad \text{sur les murs électriques}$$

$$V = -\int \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad \text{sur les accès localisés}$$

En formulation  $\vec{H}$  (sans accès localisés), les vecteurs et scalaires sont définis par :

$\bar{\varphi}$	$\bar{\phi}$	a	b	c	$\vec{J}_k$
$\vec{H}$	$\vec{\phi}_m$	$\varepsilon_i$	$\mu_i$	$\varepsilon_0$	$\vec{J}_{mp_k}$

Avec les relations :

$$\vec{J}_{mp_k} = -\vec{n}_{pk} \wedge \vec{E} \quad \text{sur les accès distribués}$$

$$\vec{n} \wedge \vec{H} = \vec{0} \quad \text{sur les murs magnétiques}$$

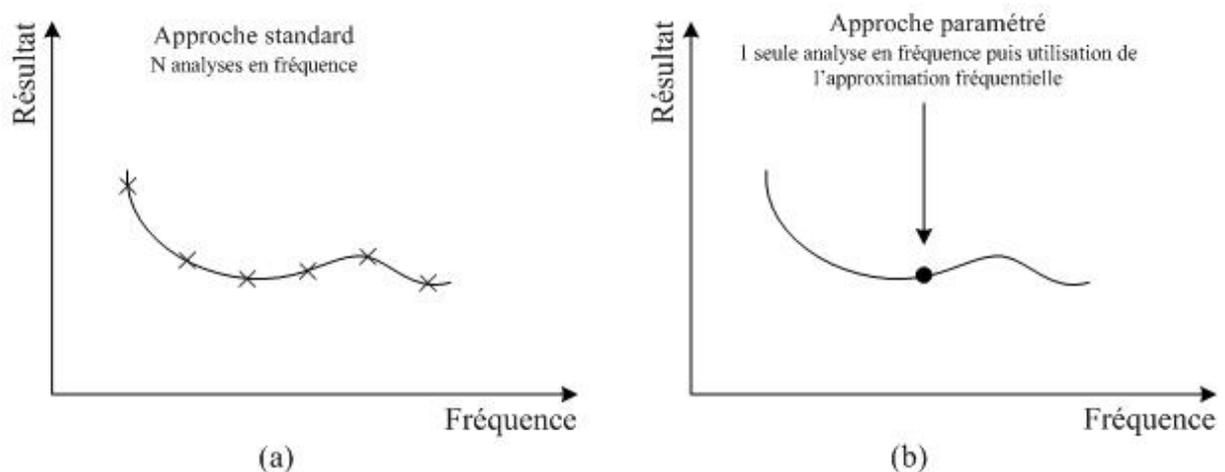
La résolution du système matriciel peut être envisagée de deux manières différentes :

↪ En oscillations libres, le second membre de l'équation (II-31) est annulé en court-circuitant les plans d'accès. La résolution du système aux valeurs et vecteurs propres permet d'aboutir aux fréquences de résonance et à la répartition des champs électromagnétiques dans le dispositif, et permet de déterminer le facteur de qualité à vide  $Q_0$ .

↪ En oscillations forcées, le second membre est conservé. La fréquence est alors imposée et une décomposition modale dans les accès distribués du dispositif permet d'établir les modes propagatifs et évanescents. La résolution du système permet d'aboutir à la matrice de répartition [S] entre les plans d'accès du dispositif. Il est important de préciser qu'il est possible de visualiser la répartition des champs électromagnétiques.

La méthode des éléments finis est donc particulièrement bien adaptée aux dispositifs volumiques, de géométries complexes.

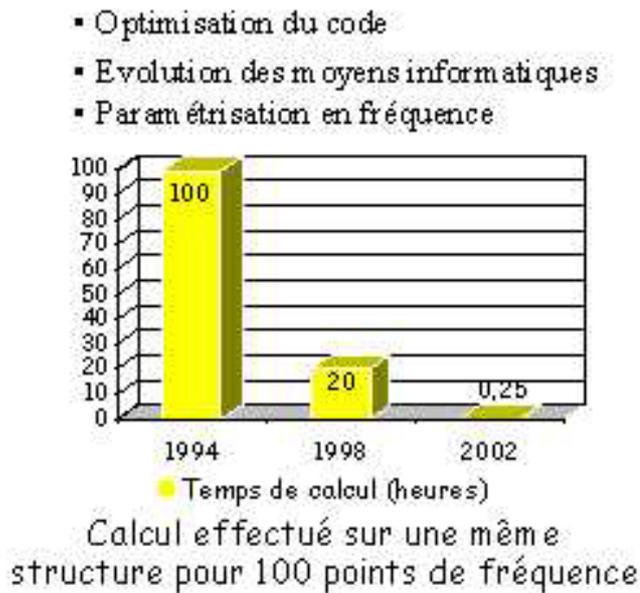
Classiquement, lors d'une analyse d'une structure par la Méthode des Eléments Finis, le logiciel effectue un calcul en chaque point de fréquence de la bande d'analyse. Le nombre de points de calcul doit donc être suffisant pour représenter correctement le comportement en fréquence du système étudié. Les temps de calcul peuvent donc rapidement devenir conséquents. En utilisant une méthode de paramétrisation en fréquence [31], développée par la Société CADOE et couplée à la méthode des éléments finis dans le cadre d'une action de R&T du CNES, une approximation explicite du champ électromagnétique est calculée autour d'une fréquence donnée. Cette approximation peut alors être utilisée pour évaluer très rapidement le champ électromagnétique dans un intervalle fréquentiel limité. La figure II.11 représente les approches standard et paramétrées de l'analyse électromagnétique.



**Figure II.11** : Comparaison entre l'analyse d'une même structure

- par la méthode des éléments finis classique (a)
- par la méthode des éléments finis couplée à la paramétrisation en fréquence (b)

L'évolution des moyens de modélisation (optimisation du code, évolution des moyens informatiques, paramétrisation en fréquence) ont ainsi permis un gain en temps de calcul et donc en temps de conception considérable ces dernières années. La figure II.12 représente l'évolution des temps de calcul pour l'analyse d'une même structure.



**Figure II.12 :** Evolution des moyens de modélisation

### III.2 MODE MATCHING

Contrairement à la méthode des éléments finis, les méthodes analytiques par mode matching ne s'appuient pas sur le maillage d'une structure. En effet, pour ce type d'analyse, les dispositifs complexes sont segmentés en éléments simples, les éléments simples étant connectés entre eux par des tronçons de guides homogènes. Ces éléments sont modélisés indépendamment les uns des autres, puis combinés afin d'établir le comportement global du dispositif complet.

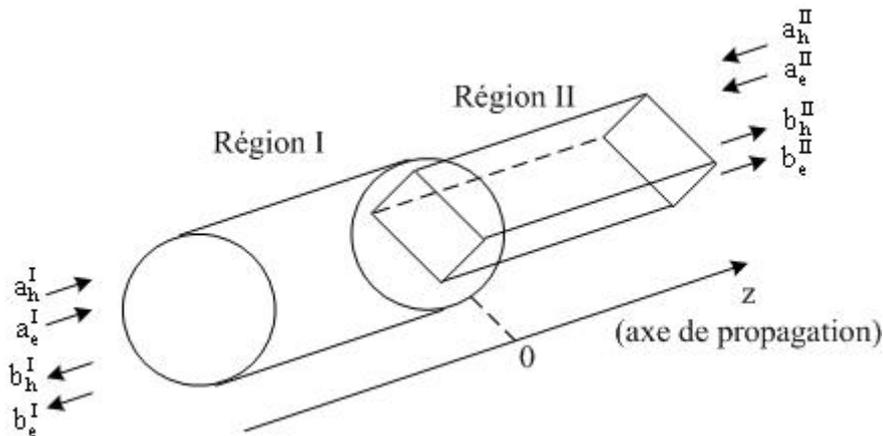
#### III.2.1. ANALYSE D'UNE DISCONTINUITÉ

L'étude des discontinuités d'un système guidant (lignes de transmission, circuits planaires, guides d'onde...) est un domaine fondamental de l'étude des hyperfréquences. En effet, c'est une des caractéristiques des très hautes fréquences, une discontinuité provoque une diffraction de l'onde électromagnétique, et c'est la conséquence de ce phénomène qu'il convient de modéliser. L'onde diffractée dépend de nombreux paramètres : nature de l'excitation, forme géométrique de la discontinuité, présence de discontinuités voisines...

La méthode de la matrice [S] généralisée, développée par Arndt [32], repose sur le développement modal des champs transverses, et leur raccord au niveau de la discontinuité. Elle a l'avantage d'être précise et utilisable dans un grand nombre de cas. Son principe est le suivant :

- ↳ Les champs électromagnétiques (EM) sont décomposés sur une base orthonormée pour chacun des guides formant la discontinuité.
- ↳ Les composantes tangentielles du champ EM devant être continues au niveau de la discontinuité, et les composantes tangentielles du champ électrique devant être nulles sur les parois métalliques, deux équations peuvent alors être écrites, une pour le champ électrique, l'autre pour le champ magnétique.
- ↳ Enfin, dans une dernière étape, une remise en forme de ces équations permet d'obtenir directement la matrice de diffraction de la jonction.

En considérant la discontinuité représentée sur la figure II.13,  $a_{h,e}^I$  et  $b_{h,e}^I$  sont respectivement les ondes incidentes et réfléchies dans les guides formant la discontinuité. Les indices h sont utilisés pour désigner les modes TE, les indices e pour désigner les modes TM. Les sections transverses des guides de grande section et de petite section sont respectivement  $S_I$  et  $S_{II}$ .



**Figure II.13 :** Ondes incidentes et réfléchies au niveau d'une discontinuité

Dans les guides d'onde, les champs transverses peuvent s'écrire dans une base orthonormée comme la somme de modes TE et modes TM.

L'expression du champ électrique transverse  $E_T$  est donnée par :

$$E_T = \sum \text{modes TE} + \sum \text{modes TM},$$

soit

$$E_T = \sum_{m=1}^{\infty} A_{hm} (a_{hm} e^{-\gamma_{hm} z} + b_{hm} e^{+\gamma_{hm} z}) e_{hm} + \sum_{m=1}^{\infty} A_{em} (a_{em} e^{-\gamma_{em} z} - b_{em} e^{+\gamma_{em} z}) e_{em} \quad (\text{II-32})$$

L'expression du champ magnétique transverse  $H_T$  est donnée par :

$$H_T = \sum \text{modes TE} + \sum \text{modes TM},$$

$$\text{soit } H_T = \sum_{m=1}^{\infty} B_{hm} (a_{hm} e^{-\gamma_{hm} z} - b_{hm} e^{+\gamma_{hm} z}) h_{hm} + \sum_{m=1}^{\infty} B_{em} (a_{em} e^{-\gamma_{em} z} + b_{em} e^{+\gamma_{em} z}) h_{em}. \quad (\text{II-33})$$

où :

$A_{hm}$ ,  $A_{em}$ ,  $B_{hm}$ ,  $B_{em}$ , sont des coefficients complexes déterminés à partir de la normalisation en puissance.

$e_{hm}$ ,  $e_{em}$ ,  $h_{hm}$ ,  $h_{em}$ , sont les fonctions de base réelles normalisées des champs électriques et magnétiques.

$m$  est l'indice de mode.

Au niveau de la discontinuité, c'est à dire sur la surface  $S_{II}$  dans le plan  $z=0$ , la continuité des composantes transverses des champs permet d'écrire :

$$\begin{cases} E_T^I = E_T^{II} \\ H_T^I = H_T^{II} \end{cases} \quad (\text{II-34})$$

Le nombre de terme des séries des équations (II-32) et (II-33) (c'est à dire le nombre de modes considérés) doit être limité pour des raisons évidentes de temps de calcul et de place mémoire à des valeurs finies.  $N_{1h}$  modes TE et  $N_{1e}$  modes TM dans le guide I sont pris en compte, et  $N_{2h}$  modes TE et  $N_{2e}$  modes TM dans le guide II. Les modes considérés sont pris par ordre croissant de leur fréquence de coupure.

En reportant les équations (II-32) et (II-33) dans (II-34), le système suivant est obtenu :

$$\begin{cases} \sum_{m=1}^{N_{1h}} A_{hm}^I (a_{hm}^I + b_{hm}^I) e_{hm}^I + \sum_{m=1}^{N_{1e}} A_{em}^I (a_{em}^I - b_{em}^I) e_{em}^I = \sum_{p=1}^{N_{2h}} A_{hp}^{II} (a_{hp}^{II} + b_{hp}^{II}) e_{hp}^{II} + \sum_{p=1}^{N_{2e}} A_{ep}^{II} (-a_{ep}^{II} + b_{ep}^{II}) e_{ep}^{II} \\ \sum_{m=1}^{N_{1h}} B_{hm}^I (a_{hm}^I - b_{hm}^I) h_{hm}^I + \sum_{m=1}^{N_{1e}} B_{em}^I (a_{em}^I + b_{em}^I) h_{em}^I = \sum_{p=1}^{N_{2h}} B_{hp}^{II} (-a_{hp}^{II} + b_{hp}^{II}) h_{hp}^{II} + \sum_{p=1}^{N_{2e}} B_{ep}^{II} (a_{ep}^{II} + b_{ep}^{II}) h_{ep}^{II} \end{cases} \quad (\text{II-35-1}) \text{ et } (\text{II-35-2})$$

L'emploi de la méthode de Galerkin, qui consiste à multiplier scalairement par les vecteurs de base les deux membres de chacune des équations est ensuite appliquée.

Continuité du champ électrique

En multipliant l'équation (II-35-1) par les vecteurs de base  $e_{hm}^I$  et  $e_{em}^I$ , puis en intégrant les équations résultantes sur  $S_{II}$  (il est possible d'étendre l'intégrale de  $S_{II}$  à  $S_I$  puisque  $e_{hm}^I$  et  $e_{em}^I$  sont nulles sur les parois métalliques), les équations suivantes sont obtenues :

$$A_{hm}^I (a_{hm}^I + b_{hm}^I) = \sum_{p=1}^{N2h} A_{hp}^{II} (a_{hp}^{II} + b_{hp}^{II}) \langle e_{hp}^{II} | e_{hm}^I \rangle + \sum_{p=1}^{N2e} A_{ep}^{II} (-a_{ep}^{II} + b_{ep}^{II}) \langle e_{ep}^{II} | e_{hm}^I \rangle \quad (II-36)$$

$$A_{em}^I (a_{em}^I - b_{em}^I) = \sum_{p=1}^{N2h} A_{hp}^{II} (a_{hp}^{II} + b_{hp}^{II}) \langle e_{hp}^{II} | e_{em}^I \rangle + \sum_{p=1}^{N2e} A_{ep}^{II} (-a_{ep}^{II} + b_{ep}^{II}) \langle e_{ep}^{II} | e_{em}^I \rangle \quad (II-37)$$

Continuité du champ magnétique

En multipliant l'équation (II-35-2) par les vecteurs de base  $h_{hp}^{II}$  et  $h_{ep}^{II}$ , puis en intégrant l'équation résultante sur  $S_{II}$ , les équations suivantes sont obtenues :

$$B_{hp}^{II} (-a_{hp}^{II} + b_{hp}^{II}) = \sum_{m=1}^{N1h} B_{hm}^I (a_{hm}^I - b_{hm}^I) \langle h_{hm}^I | h_{hp}^{II} \rangle + \sum_{m=1}^{N1e} B_{em}^I (a_{em}^I + b_{em}^I) \langle h_{em}^I | h_{hp}^{II} \rangle \quad (II-38)$$

$$B_{ep}^{II} (a_{ep}^{II} + b_{ep}^{II}) = \sum_{m=1}^{N1h} B_{hm}^I (a_{hm}^I - b_{hm}^I) \langle h_{hm}^I | h_{ep}^{II} \rangle + \sum_{m=1}^{N1e} B_{em}^I (a_{em}^I + b_{em}^I) \langle h_{em}^I | h_{ep}^{II} \rangle \quad (II-39)$$

Les équations (II-36) à (II-39) donnent alors :

$$-a_{hm}^I + \sum_{p=1}^{N2h} \frac{A_{hp}^{II}}{A_{hm}^I} \langle e_{hp}^{II} | e_{hm}^I \rangle a_{hp}^{II} - \sum_{p=1}^{N2e} \frac{A_{ep}^{II}}{A_{hm}^I} \langle e_{ep}^{II} | e_{hm}^I \rangle a_{ep}^{II} = b_{hm}^I - \sum_{p=1}^{N2h} \frac{A_{hp}^{II}}{A_{hm}^I} \langle e_{hp}^{II} | e_{hm}^I \rangle b_{hp}^{II} - \sum_{p=1}^{N2e} \frac{A_{ep}^{II}}{A_{hm}^I} \langle e_{ep}^{II} | e_{hm}^I \rangle b_{ep}^{II}$$

$$a_{em}^I - \sum_{p=1}^{N2h} \frac{A_{hp}^{II}}{A_{em}^I} \langle e_{hp}^{II} | e_{em}^I \rangle a_{hp}^{II} + \sum_{p=1}^{N2e} \frac{A_{ep}^{II}}{A_{em}^I} \langle e_{ep}^{II} | e_{em}^I \rangle a_{ep}^{II} = b_{em}^I + \sum_{p=1}^{N2h} \frac{A_{hp}^{II}}{A_{em}^I} \langle e_{hp}^{II} | e_{em}^I \rangle b_{hp}^{II} + \sum_{p=1}^{N2e} \frac{A_{ep}^{II}}{A_{em}^I} \langle e_{ep}^{II} | e_{em}^I \rangle b_{ep}^{II}$$

$$\sum_{m=1}^{N1h} \frac{B_{hm}^I}{B_{hp}^{II}} \langle h_{hm}^I | h_{hp}^{II} \rangle a_{hm}^I + \sum_{m=1}^{N1e} \frac{B_{em}^I}{B_{hp}^{II}} \langle h_{em}^I | h_{hp}^{II} \rangle a_{em}^I + a_{hp}^{II} = \sum_{m=1}^{N1h} \frac{B_{hm}^I}{B_{hp}^{II}} \langle h_{hm}^I | h_{hp}^{II} \rangle b_{hm}^I - \sum_{m=1}^{N1e} \frac{B_{em}^I}{B_{hp}^{II}} \langle h_{em}^I | h_{hp}^{II} \rangle b_{em}^I + b_{hp}^{II}$$

$$\sum_{m=1}^{N1h} \frac{B_{hm}^I}{B_{ep}^{II}} \langle h_{hm}^I | h_{ep}^{II} \rangle a_{hm}^I + \sum_{m=1}^{N1e} \frac{B_{em}^I}{B_{ep}^{II}} \langle h_{em}^I | h_{ep}^{II} \rangle a_{em}^I - a_{ep}^{II} = \sum_{m=1}^{N1h} \frac{B_{hm}^I}{B_{ep}^{II}} \langle h_{hm}^I | h_{ep}^{II} \rangle b_{hm}^I - \sum_{m=1}^{N1e} \frac{B_{em}^I}{B_{ep}^{II}} \langle h_{em}^I | h_{ep}^{II} \rangle b_{em}^I + b_{ep}^{II} \quad (II-40)$$

qui peut s'écrire sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} [-U] & [0] & [V_{hh}^A] & [-V_{eh}^A] \\ [0] & [U] & [-V_{he}^A] & [V_{ee}^A] \\ [V_{hh}^B] & [V_{he}^B] & [U] & [0] \\ [V_{eh}^B] & [V_{ee}^B] & [0] & [-U] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_h^I \\ a_e^I \\ a_h^{II} \\ a_e^{II} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [U] & [0] & [-V_{hh}^A] & [-V_{eh}^A] \\ [0] & [U] & [V_{he}^A] & [V_{ee}^A] \\ [V_{hh}^B] & [-V_{he}^B] & [U] & [0] \\ [V_{eh}^B] & [-V_{ee}^B] & [0] & [U] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_h^I \\ b_e^I \\ b_h^{II} \\ b_e^{II} \end{pmatrix}. \quad (II-41)$$

où [U] est la matrice identité,

$$V_{hh}^A = \frac{A_{hp}^{II}}{A_{hm}^I} \langle e_{hp}^{II} | e_{hm}^I \rangle \text{ de dimension } (N1h \times N2h),$$

$$V_{eh}^A = \frac{A_{ep}^{II}}{A_{hm}^I} \langle e_{ep}^{II} | e_{hm}^I \rangle \text{ de dimension } (N1h \times N2e),$$

$$V_{he}^A = \frac{A_{hp}^{II}}{A_{em}^I} \langle e_{hp}^{II} | e_{em}^I \rangle \text{ de dimension } (N1e \times N2h),$$

$$V_{ee}^A = \frac{A_{ep}^{II}}{A_{em}^I} \langle e_{ep}^{II} | e_{em}^I \rangle \text{ de dimension } (N1e \times N2e),$$

$$V_{hh}^B = \frac{B_{hm}^I}{B_{hp}^{II}} \langle h_{hm}^I | h_{hp}^{II} \rangle = \frac{B_{hm}^I}{B_{hp}^{II}} \langle e_{hm}^I | e_{hp}^{II} \rangle \text{ de dimension } (N2h \times N1h),$$

$$V_{eh}^B = \frac{B_{hm}^I}{B_{ep}^{II}} \langle h_{hm}^I | h_{ep}^{II} \rangle = \frac{B_{hm}^I}{B_{ep}^{II}} \langle e_{hm}^I | e_{ep}^{II} \rangle \text{ de dimension } (N2e \times N1h),$$

$$V_{he}^B = \frac{B_{em}^I}{B_{hp}^{II}} \langle h_{em}^I | h_{hp}^{II} \rangle = \frac{B_{em}^I}{B_{hp}^{II}} \langle e_{em}^I | h_{hp}^{II} \rangle \text{ de dimension } (N2h \times N1e),$$

$$V_{ee}^B = \frac{B_{em}^I}{B_{ep}^{II}} \langle h_{em}^I | h_{ep}^{II} \rangle = \frac{B_{em}^I}{B_{ep}^{II}} \langle e_{em}^I | e_{ep}^{II} \rangle \text{ de dimension } (N2e \times N1e).$$

La relation matricielle a donc la forme :  $[K_1][a] = [K_2][b]$ .  $K_1$  et  $K_2$  ont pour dimensions  $[(N1h+N1e+N2h+N2e) \times (N1h+N1e+N2h+N2e)]$ .

Pour obtenir la matrice [S] généralisée de la discontinuité, il suffit alors de réaliser le calcul :

$$[S] = [K_2]^{-1}[K_1]. \quad (II-42)$$

Dans le cas où les sections transverses des guides de petite section et de grande section sont respectivement  $S_I$  et  $S_{II}$  comme présenté sur la figure II.14 :

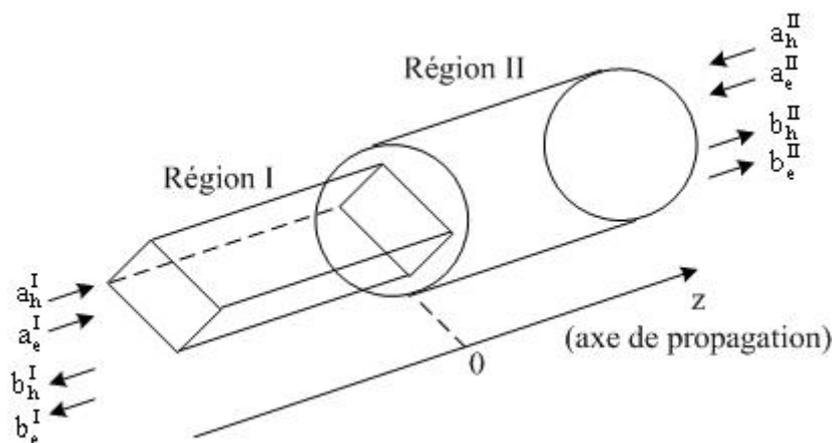


Figure II.14 : Ondes incidentes et réfléchies au niveau d'une discontinuité

La relation matricielle prend alors la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} [U] & [0] & [V_{hh}^B] & [-V_{eh}^B] \\ [0] & [-U] & [V_{he}^B] & [V_{ee}^B] \\ [V_{hh}^A] & [V_{he}^A] & [-U] & [0] \\ [V_{eh}^A] & [V_{ee}^A] & [0] & [U] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_h^I \\ a_e^I \\ a_h^{II} \\ a_e^{II} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [U] & [0] & [V_{hh}^B] & [V_{eh}^B] \\ [0] & [U] & [-V_{he}^B] & [-V_{ee}^B] \\ [-V_{hh}^A] & [V_{he}^A] & [U] & [0] \\ [-V_{eh}^A] & [V_{ee}^A] & [0] & [U] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_h^I \\ b_e^I \\ b_h^{II} \\ b_e^{II} \end{pmatrix} \quad (\text{II-43})$$

où  $[U]$  est la matrice identité,

$$V_{hh}^B = \frac{B_{hp}^{II}}{B_{hm}^I} \langle h_{hp}^{II} | h_{hm}^I \rangle = \frac{B_{hp}^{II}}{B_{hm}^I} \langle e_{hp}^{II} | e_{hm}^I \rangle \text{ de dimension } (N1h \times N2h),$$

$$V_{eh}^B = \frac{B_{ep}^{II}}{B_{hm}^I} \langle h_{ep}^{II} | h_{hm}^I \rangle = \frac{B_{ep}^{II}}{B_{hm}^I} \langle e_{ep}^{II} | e_{hm}^I \rangle \text{ de dimension } (N1h \times N2e),$$

$$V_{he}^B = \frac{B_{hp}^{II}}{B_{em}^I} \langle h_{hp}^{II} | h_{em}^I \rangle = \frac{B_{hp}^{II}}{B_{em}^I} \langle e_{hp}^{II} | e_{em}^I \rangle = 0 \text{ de dimension } (N1e \times N2h),$$

$$V_{ee}^B = \frac{B_{ep}^{II}}{B_{em}^I} \langle h_{ep}^{II} | h_{em}^I \rangle = \frac{B_{ep}^{II}}{B_{em}^I} \langle e_{ep}^{II} | e_{em}^I \rangle \text{ de dimension } (N1e \times N2e),$$

$$V_{hh}^A = \frac{A_{hm}^I}{A_{hp}^{II}} \langle e_{hm}^I | e_{hp}^{II} \rangle \text{ de dimension } (N2h \times N1h),$$

$$V_{eh}^A = \frac{A_{hm}^I}{A_{ep}^{II}} \langle e_{hm}^I | e_{ep}^{II} \rangle \text{ de dimension } (N2e \times N1h),$$

$$V_{he}^A = \frac{A_{em}^I}{A_{hp}^{II}} \langle e_{em}^I | e_{hp}^{II} \rangle \text{ de dimension } (N2h \times N1e),$$

$$V_{ee}^A = \frac{A_{em}^I}{A_{ep}^{II}} \langle e_{em}^I | e_{ep}^{II} \rangle \text{ de dimension } (N2e \times N1e).$$

### III.2.2. CHAINAGE DES DISCONTINUITES

Le calcul des matrices [S] généralisées des simples discontinuités étant effectué, il reste à chaîner ces différents éléments afin de connaître la réponse globale du système à étudier.

La figure II.15 représente une double discontinuité non symétrique dans le cas le plus général.

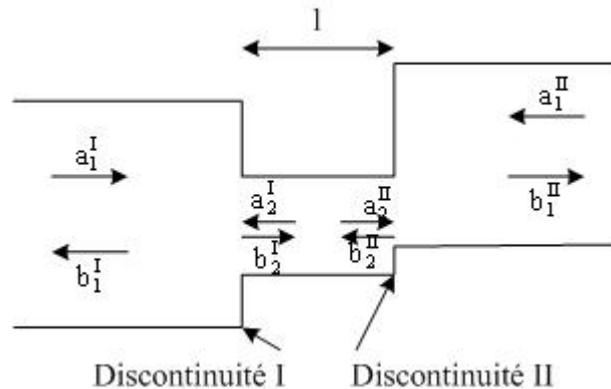


Figure II.15 : Double discontinuité non symétrique

A partir des ondes entrantes et sortantes, et des matrices [S] généralisées de chaque discontinuité, il est possible d'écrire les équations suivantes :

$$\begin{cases} [b_1^I] = [S_{11}^I][a_1^I] + [S_{12}^I][D][b_2^II] \\ [b_2^I] = [S_{21}^I][a_1^I] + [S_{22}^I][D][b_2^II] \end{cases} \text{ et } \begin{cases} [b_1^II] = [S_{11}^{II}][a_1^II] + [S_{12}^{II}][D][b_2^I] \\ [b_2^II] = [S_{21}^{II}][a_1^II] + [S_{22}^{II}][D][b_2^I] \end{cases} \quad (\text{II-44})$$

La matrice [S] généralisée de la double discontinuité peut alors être calculée à l'aide des relations suivantes :

$$[S] = \begin{pmatrix} [S_{11}^I] + [S_{12}^I] \cdot [D] \cdot [E] \cdot [S_{22}^{II}] \cdot [D] \cdot [S_{12}^I] & [S_{12}^I] \cdot [D] \cdot [E] \cdot [S_{21}^{II}] \\ [S_{21}^{II}] \cdot [D] \cdot [U] + [S_{22}^{II}] \cdot [D] \cdot [E] \cdot [S_{22}^{II}] \cdot [D] \cdot [S_{21}^I] & [S_{11}^{II}] + [S_{12}^{II}] \cdot [D] \cdot [S_{22}^{II}] \cdot [D] \cdot [E] \cdot [S_{21}^I] \end{pmatrix} \quad (\text{II-45})$$

où [U] est la matrice identité,

$$[D] = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_1 l} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & e^{-\gamma_N l} \end{bmatrix}, \text{ où } \gamma_i \text{ est la constante de propagation du } i^{\text{ème}} \text{ mode du guide}$$

de longueur  $l$ ,

$$\text{et } [E] = [[U] - [S_{22}^I] [D] [S_{22}^I] [D]]^{-1}.$$

Un code d'analyse par mode matching appliqué à l'analyse d'une cavité cylindrique connecté à un guide rectangulaire par un iris rectangulaire a été développé dans le cadre de cette thèse. Ce travail sera développé dans la suite de ce rapport.

#### IV. CONCEPTION ELECTROMAGNETIQUE DE FILTRES HYPERFREQUENCES

Dans le cadre de la conception de filtres hyperfréquences en cavités bimodes, les outils d'analyse électromagnétique sont couramment utilisés afin de dimensionner l'ensemble des vis et des cavités pour obtenir la matrice de couplage correspondant à la fonction de transfert désirée.

La première étape est une méthode de segmentation qui permet de calculer les dimensions initiales à partir de l'analyse de structures simples. Puis, une méthode d'identification, basée sur l'analyse électromagnétique globale du filtre est réalisée afin d'en régler plus finement les différents éléments.

La structure globale d'un filtre en cavités bimodes est similaire à celle présentée sur la figure II.9. Les modes orthogonaux  $TE_{11X}$  sont généralement employés dans ce type de dispositifs.

##### IV.1 CALCUL DES DIMENSIONS INITIALES

La méthode de segmentation ([33] à [36]), permet par une analyse électromagnétique de structures simples, d'obtenir les dimensions des cavités, des iris d'excitation, et des iris de couplages intercavités. L'enfoncement des vis de réglage et de couplage est également étudié au cours de cette analyse.

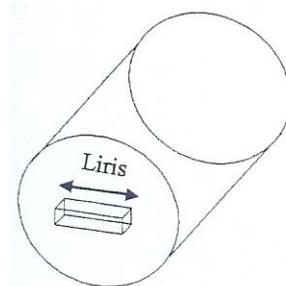
#### IV.1.1. CALCUL DES DIMENSIONS DES CAVITES

Le calcul des dimensions des cavités métalliques est réalisé afin de satisfaire une fréquence de résonance du mode choisi à la fréquence centrale  $f_0$  du filtre. Le rapport de forme de la cavité (Diamètre / hauteur) est choisi de manière à offrir la meilleure isolation possible, pour le mode considéré, tout en ayant un bon facteur de qualité  $Q_0$ . Un compromis entre isolation et facteur de qualité  $Q_0$  est donc nécessaire.

Cette structure est dépourvue de systèmes d'excitation (iris d'excitation, de couplages). Or, la fréquence de résonance du mode excité est naturellement diminuée par la présence du système d'excitation. Il est donc nécessaire de prendre en compte ce décalage en fréquence. La fréquence  $f'_0$  définie par  $f'_0 = f_0 + 0,5\% f_0$  est donc utilisée pour dimensionner les cavités. Cette marge de sécurité empirique sert à compenser le décalage fréquentiel induit par les iris, ainsi que la diminution en fréquence induite par les vis de réglage.

#### IV.1.2. CALCUL DES DIMENSIONS DES IRIS D'EXCITATION

Les dimensions des iris d'excitation sont directement liées aux résistances d'entrée / sortie ( $r_{in}$ ,  $r_{out}$ ) fournies par la matrice de couplage à réaliser. L'évolution de ces résistances est obtenue par le calcul du paramètre  $S_{11}$  de la réponse en réflexion de la structure présentée sur la figure II.16.

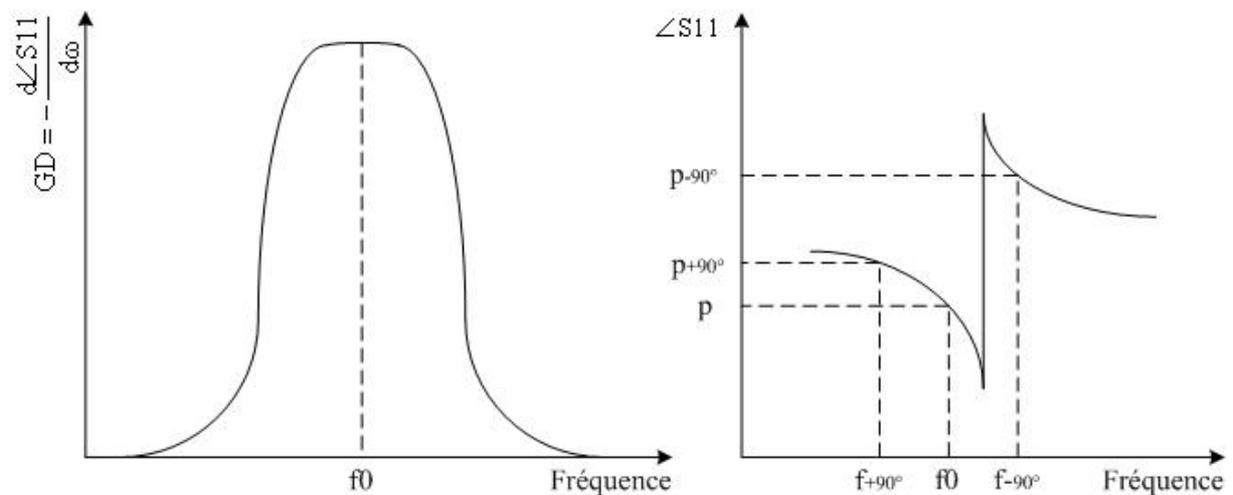


**Figure II.16 :** Dimensionnement des iris d'excitation

Cette structure peut être dépourvue de vis de réglage pour simplifier l'analyse. Le diamètre de la cavité est fixée par l'étape précédente, l'épaisseur et la largeur de l'iris d'excitation sont généralement des paramètres fixes.

Les deux paramètres variables, sont la longueur de la cavité 1 et la longueur de l'iris d'excitation.

La fréquence de résonance définie par le maximum du temps de propagation de groupe est contrôlée par la modification de la longueur de la cavité. La mesure du couplage se fait alors en mesurant sur la phase du paramètre  $S_{11}$  la bande correspondant à un déphasage de  $\pm 90^\circ$  par rapport à la phase à la fréquence de résonance. La figure II.17 présente le calcul de la fréquence de résonance et du coefficient de couplage à partir du paramètre  $S_{11}$  du filtre.



**Figure II.17 :** Calcul du coefficient de couplage des iris d'excitation

La résistance  $r$ , correspondant au couplage réalisé est alors donnée par :

$$r = \frac{f_{+90^\circ} - f_{-90^\circ}}{\Delta f} \quad (\text{II-46})$$

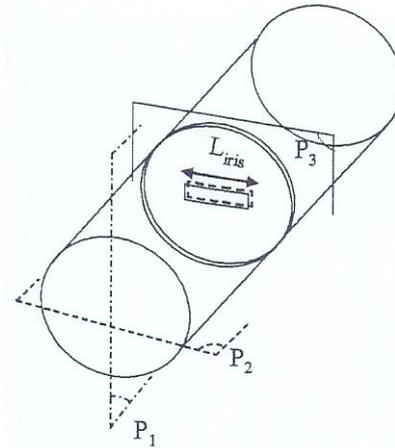
où  $\Delta f$  est la bande passante équiondulation du filtre.

Le facteur de qualité extérieur, traduisant le couplage entrée / sortie entre le système d'excitation et la première cavité est donné par :

$$Q_{\text{ext}} = \frac{f_0}{f_{+90^\circ} - f_{-90^\circ}} \quad (\text{II-47})$$

### IV.1.3. DIMENSIONNEMENT DES IRIS DE COUPLAGE INTERPOLARISATION

La structure présentée sur la figure II.18 est étudiée par un calcul électromagnétique en oscillations libres pour le dimensionnement des iris de couplage.



**Figure II.18 :** Structure d'étude pour le dimensionnement des iris de couplage

Elle possède trois plans de symétrie. Les plans de symétrie  $P_1$  et  $P_2$  sont affectés de conditions de court-circuit magnétique, et de court-circuit électrique, pour respecter les conditions imposées par le mode choisi.

Pour chaque longueur d'iris, deux analyses sont ensuite faites :

- ↳ Le plan  $P_3$  est affecté des conditions de court-circuit électrique, qui permet d'obtenir la fréquence de résonance  $f_{oe}$  du mode pair.
- ↳ Le plan  $P_3$  est affecté des conditions de court-circuit magnétique, qui permet d'obtenir la fréquence de résonance  $f_{om}$  du mode impair.

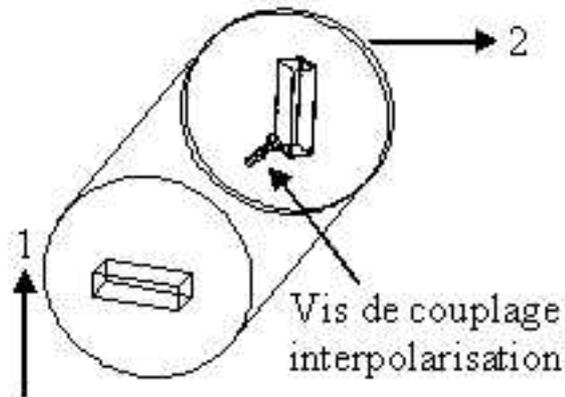
Le coefficient de couplage normalisé  $m_{ij}$  est alors donné par :

$$m_{ij} = \frac{f_{oe}^2 - f_{om}^2}{f_{oe}^2 + f_{om}^2} \times \frac{f_0}{\Delta f} \quad (\text{II-48})$$

Dans le cas d'un iris en croix, il est possible de prendre en compte les interactions se produisant entre les deux branches.

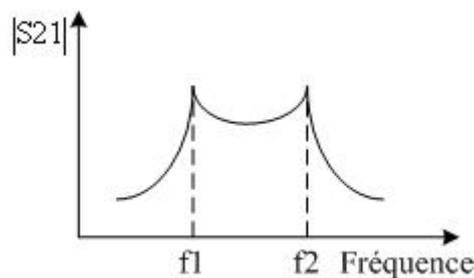
#### IV.1.4. DIMENSIONNEMENT DES VIS DE COUPLAGE INTERPOLARISATION

Le dimensionnement des vis de couplage interpolarisé se fait par une analyse électromagnétique en oscillations forcées de la structure présentée sur la figure II.19.



**Figure II.19 :** Structure d'étude pour le dimensionnement des vis de couplage interpolarisé

Les deux modes orthogonaux sont couplés par la vis de couplage, et les orientations des guides d'accès sont décalées de  $90^\circ$  entre les ports 1 et 2. Pour limiter l'influence des systèmes d'excitation sur la fréquence de résonance, et discerner suffisamment les résonances, les modes en entrée / sortie ne sont excités que très faiblement. Les deux fréquences de résonance  $f_1$  et  $f_2$  sont alors identifiées aux maximaux du paramètre  $S_{21}$ , comme présenté sur la figure II.20.



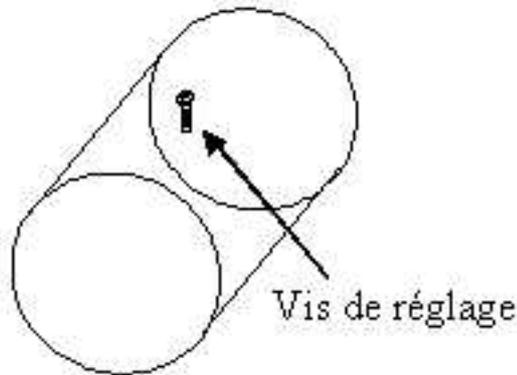
**Figure II.20 :** Réponse en transmission pour le dimensionnement des vis de couplage

Le coefficient de couplage normalisé par vis est alors donné par :

$$m_{ij} = \frac{f_1^2 - f_2^2}{f_1^2 + f_2^2} \times \frac{f_0}{\Delta f} \quad (\text{II-49})$$

#### IV.1.5. DIMENSIONNEMENT DES VIS DE RÉGLAGE

La structure d'étude pour le dimensionnement des vis de réglage est présentée sur la figure II.21.



**Figure II.21** : Structure d'étude pour le dimensionnement des vis de réglage

Cette structure est analysée par la méthode des éléments finis en trois dimensions, en oscillations libres. La fréquence de résonance varie avec la profondeur d'enfoncement de la vis de réglage. Des abaques donnant le décalage fréquentiel produit par la vis par rapport à la structure dépourvue d'éléments de réglages peuvent alors être établis. Le décalage fréquentiel  $df_i$  est lié au terme normalisé  $m_{ii}$  de la matrice de couplage par la relation :

$$df_i = -m_{ii} \frac{\Delta f}{2} \quad (\text{II-50})$$

#### IV.2 OPTIMISATION DES DIMENSIONS PAR IDENTIFICATION

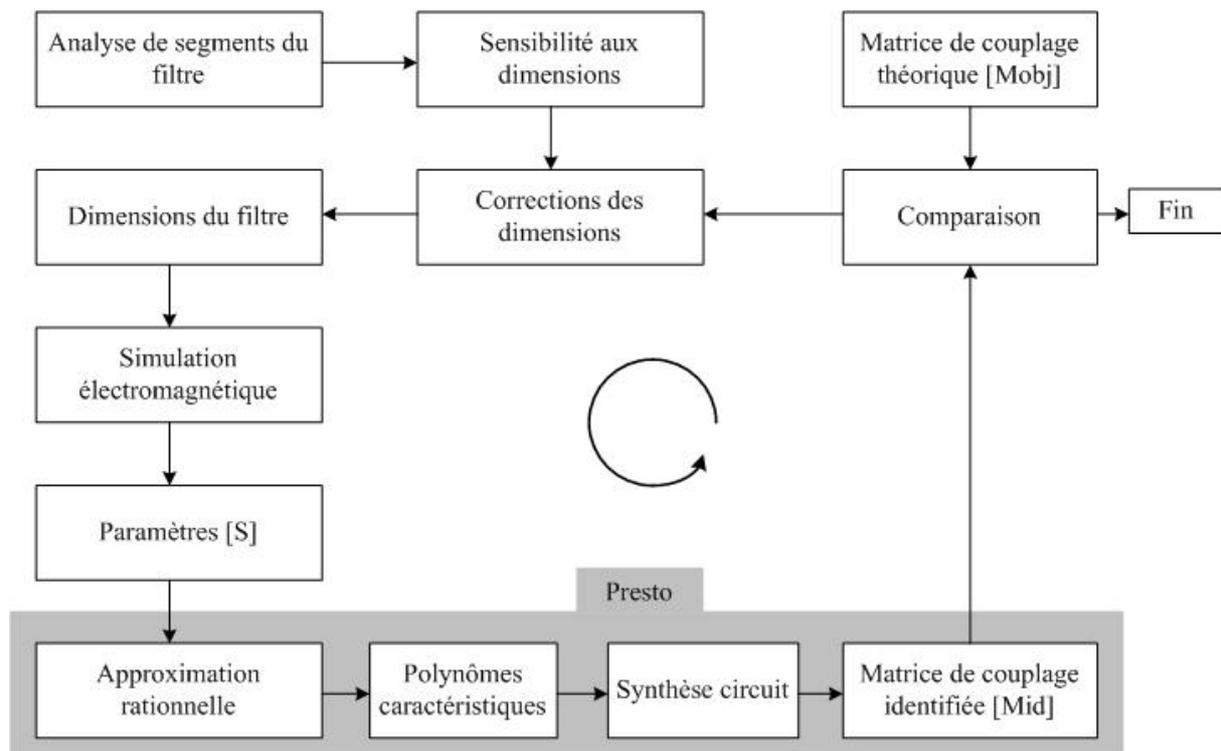
La méthode de synthèse électromagnétique de filtres en cavités bimodes par segmentation, présentée précédemment, permet d'initialiser les dimensions géométriques des différents éléments constitutifs du filtre. La sensibilité aux dimensions est également obtenue sous forme d'abaques.

En général, la première analyse électromagnétique du filtre ne satisfait pas le cahier des charges. En effet, l'analyse segmentée ne permet pas de prendre en compte les interactions existant entre les différents segments du filtre.

Afin d'accélérer les temps de réglage, S. Bila a mis au point une méthode d'optimisation directe [37].

L'identification de la matrice de couplage correspondant à l'analyse électromagnétique permet d'apporter les corrections nécessaires aux différents éléments du filtre. L'approximation rationnelle des paramètres  $[S]$  obtenue par l'analyse électromagnétique est réalisée en utilisant le logiciel Presto développé par l'INRIA [38]. Cette approximation permet alors d'identifier directement les polynômes caractéristiques  $P/\epsilon$ ,  $Q$  et  $R$  du filtre simulé. Une synthèse en éléments localisés est ensuite appliquée pour déterminer la matrice de couplage identifiée  $[M_{ID}]$  correspondante. La comparaison entre la matrice objectif et la matrice identifiée permet alors d'évaluer le bon ou le mauvais réglage des différents éléments du filtre.

La procédure d'optimisation permet ensuite de corriger les dimensions du filtre à l'aide des abaques de sensibilité établis par l'analyse segmentée. L'analyse électromagnétique globale du filtre et la procédure d'optimisation se poursuit jusqu'à ce que le comportement en fréquence soit en accord avec le gabarit fixé. La procédure complète d'optimisation est présentée sur la figure II.22.



**Figure II.22 :** Boucle d'optimisation électromagnétique

Cette technique d'optimisation a prouvé son efficacité dans la conception de divers filtres planaires et volumiques des bandes C à Q [9], [54], [55]. Cependant, un problème peut se poser dans la conception de filtres d'ordre élevé, où pour une même réponse, plusieurs

solutions (matrices de couplages) peuvent être identifiées, rendant difficile voire impossible l'optimisation électromagnétique. Une méthode de synthèse approchée sera développée dans la suite de ce manuscrit pour solutionner ces problèmes.

## V. MODELISATION DES MULTIPLEXEURS SUR MANIFOLD

Le multiplexage sur manifold reste la topologie la plus largement utilisée dans les systèmes de télécommunications par satellite. L'évolution croissante des télécommunications par satellite implique des attributions de plages fréquentielles de plus en plus contraignantes. De ce fait, les concepteurs tentent de placer un maximum de canaux sur un même manifold. Se pose alors le problème de la conception et de l'optimisation d'un tel système. En effet, le nombre de paramètres réglables sur un OMUX sur manifold 10 canaux de filtres 4 pôles en cavités bimodes atteint 120 variables (20 segments de guide pour le manifold, 4 iris et 6 vis par filtre). Il est donc évident que le développement de méthodes de synthèse et d'optimisation rigoureuses de ces dispositifs est pertinent, et doit permettre de s'affranchir de temps de réglages prohibitifs, et donc extrêmement coûteux.

Les premières méthodes de conception furent développées par Matthaei [5], [39] dans le cadre du multiplexage parallèle, avec des bandes de sécurité entre les canaux. Rhodes et Lévy [40] ont également développé une des bases de la synthèse des multiplexeurs. Néanmoins, les canaux ne doivent pas être trop proches en fréquence et cette topologie ne permet pas l'utilisation d'un grand nombre de canaux.

Ces méthodes de synthèse ont ensuite été étendues au cas du multiplexage sur manifold, les premières méthodes considérant le manifold comme indépendant de la fréquence [41].

Cependant, cette variation en fréquence est réelle, et la seconde étape de cette synthèse fut d'introduire la dépendance fréquentielle des longueurs électriques du manifold [42]. Ces méthodes ont permis la synthèse d'une grande variété de multiplexeurs, tels que des multiplexeurs à canaux adjacents, ou à canaux très éloignés. Cependant, le nombre de canaux est restreint, et les canaux adjacents doivent avoir un écart relatif supérieur à 1,5 pour satisfaire correctement un cahier des charges. L'ensemble de ces méthodes a été repris et détaillé dans le rapport de thèse de D. Bariant [35]. L'évolution des moyens informatiques a permis de ne plus se restreindre à une approche analytique du problème. L'amélioration des

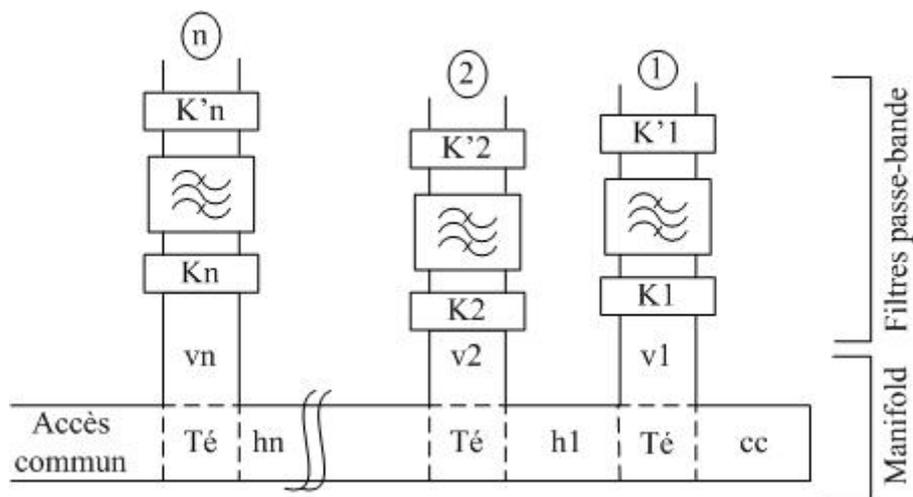
performances des calculateurs et des logiciels de simulations circuit et électromagnétique a ainsi permis un gain de temps non négligeable, et laisse envisager l'optimisation de l'ensemble des paramètres (filtres + manifold) [43] à [47].

Au cours des cinq dernières années, de nouvelles méthodes d'optimisation d'OMUX sur manifold sont apparues. Elles font généralement appel à une première approche circuit du problème, puis elles font intervenir une analyse électromagnétique pour une modélisation la plus fidèle possible du multiplexeur.

Ces méthodes de conception vont maintenant être décrites.

### V.1 MODELISATION PAR UN CIRCUIT EQUIVALENT EN ELEMENTS LOCALISES

Généralement, la première étape de synthèse et d'optimisation d'un multiplexeur sur manifold se fait à l'aide d'un circuit électrique équivalent et d'un logiciel circuit (type Joméga, ADS, etc...). Ce circuit équivalent peut être représenté par la figure II.23.



**Figure II.23 :** Circuit équivalent d'un multiplexeur sur manifold

Chaque filtre est représenté par sa matrice de couplage et ses couplages d'entrée / sortie ( $K_i/K'_i$ ). Les paramètres  $[S]$  des jonctions en Té sont généralement déterminés par un calcul électromagnétique de la structure [48], puis insérés dans la schématique sous la forme d'un fichier de données ou sous la forme d'une fonction interpolée. Les dimensions transverses des guides étant fixes, ce modèle ne varie pas au cours de l'optimisation. Enfin, pour modéliser les guides d'onde, un modèle équivalent monomode est défini. Ce circuit équivalent permet donc une analyse et une optimisation rapide du dispositif.

Afin d'assurer la convergence de l'optimisation, une étape d'initialisation des paramètres est nécessaire. Elle se déroule généralement de la façon suivante :

↳ Initialisation des paramètres des filtres

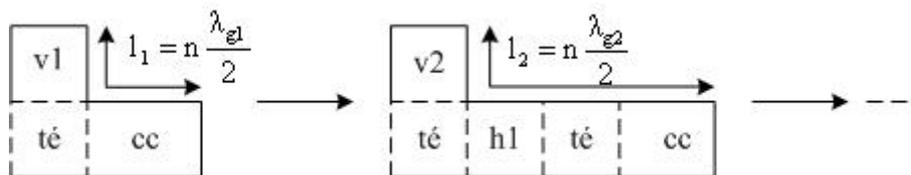
Un mode de résonance et un diamètre de cavité doivent être déterminés afin d'obtenir une isolation maximum entre le mode de résonance souhaité et les modes supérieurs pouvant être excités. Un compromis entre le facteur de qualité  $Q_0$  et la plage d'isolation doit être fait. Cette étude est menée pour chacun des canaux constituant l'OMUX.

Bien que l'optimisation se fasse sur le circuit équivalent en éléments localisés du filtre (défini par sa matrice de couplage), cette étape est nécessaire. Elle permet en effet de prendre en compte le facteur de qualité du filtre, mais aussi de fixer une distance minimale sur les cales horizontales afin d'avoir un espace suffisant entre deux canaux voisins.

L'étape suivante consiste à partir du cahier des charges, de déterminer le nombre de pôles, la position des zéros et la matrice de couplage de chacun des filtres.

↳ Initialisation des longueurs des segments de guide

Les longueurs des segments de guide sont généralement calculées de façon à ce que la distance  $l_i$  entre chaque canal et le court-circuit soit proportionnelle à une demi longueur d'onde guidée à la fréquence centrale du canal correspondant, comme l'illustre la figure II.24.



**Figure II.24 :** Initialisation des longueurs de calage horizontales et verticales

Lorsque le nombre de canaux devient important, cette initialisation n'est pas toujours satisfaisante. Nous en donnerons une explication, et présenterons une autre méthode d'initialisation des cales dans le chapitre III.

A partir des longueurs de guide et des matrices de couplages ainsi calculées, une analyse globale du circuit électrique équivalent de l'OMUX peut être réalisée. Vu la complexité du dispositif, il est évident que les caractéristiques de l'OMUX ne vont pas

répondre immédiatement au gabarit objectif. Une phase d'optimisation des longueurs des segments de guide, et des paramètres des filtres est donc nécessaire pour obtenir une réponse en accord avec le cahier des charges.

Cependant, cette étape de synthèse ne permet pas une réalisation directe de l'OMUX. En effet, le circuit équivalent modélisant le filtre n'est pas suffisamment rigoureux pour reproduire le comportement réel de l'OMUX.

Nous allons maintenant nous attacher à montrer pourquoi ce schéma équivalent n'est pas suffisant et expliquer comment il peut être modifié par l'ajout de modèles pour reproduire un comportement rigoureux de l'OMUX.

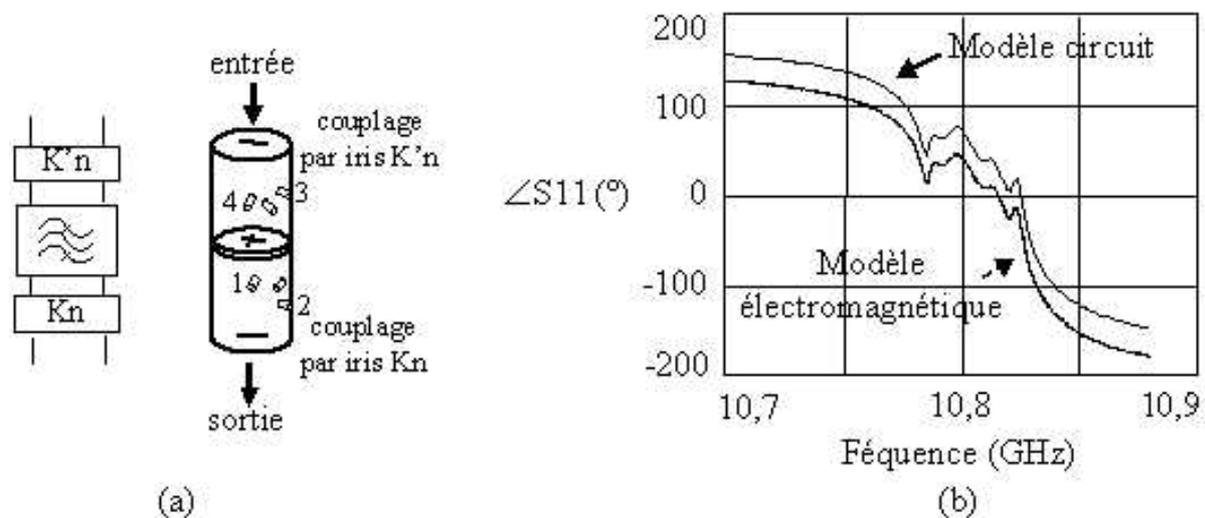
## **V.2 MODELISATION HYBRIDE ASSOCIANT CIRCUIT EN ELEMENTS LOCALISES ET MODELE ELECTROMAGNETIQUE**

La modélisation de l'OMUX par un circuit électrique équivalent des filtres n'est pas suffisamment rigoureuse. En effet, le comportement bande étroite du filtre modélisé par son circuit électrique équivalent ne prend pas en compte le déphasage introduit par l'iris d'excitation. De plus, sur une large plage fréquentielle, les modes supérieurs du filtre ont une influence qui n'est également pas modélisée par le simple circuit électrique équivalent.

Une correction des comportements bande étroite et large bande du filtre est donc nécessaire pour obtenir une modélisation rigoureuse de l'OMUX. Ceci est réalisé en ajoutant un modèle électromagnétique au circuit en éléments localisés.

### ***V.2.1. CORRECTION DU COMPORTEMENT BANDE ETROITE [35]***

Comme nous venons de le voir, la première étape de synthèse des multiplexeurs est réalisée en considérant les filtres définis à l'aide de leur circuit équivalent en éléments localisés. Dans ce cas, les systèmes d'excitation sont définis par des transformateurs idéaux, imposant des conditions de phase données dans les plans de référence. Lors de la réalisation expérimentale, les systèmes d'excitation utilisés pour la conception de ces filtres introduisent un déphasage non négligeable. Il est donc nécessaire de le quantifier et de le modéliser afin de le prendre en compte dans le circuit équivalent.

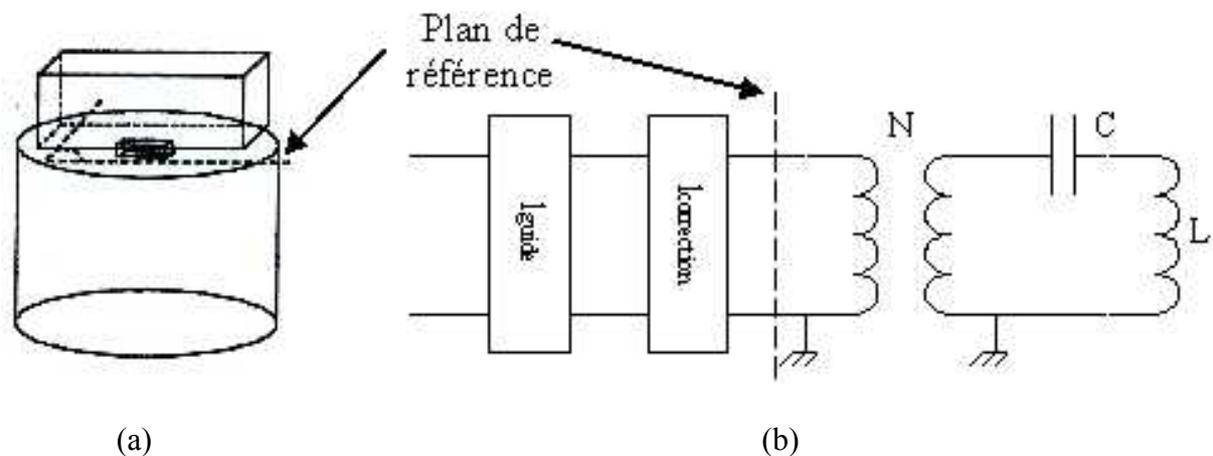


**Figure II.25 :** Mise en évidence du déphasage produit par l'iris d'excitation

(a) Modèles circuit et électromagnétique

(b) Ecart de phase entre les deux modèles

Afin d'évaluer le déphasage propre aux systèmes d'excitation, D. Bariant [35] a considéré les structures suivantes :



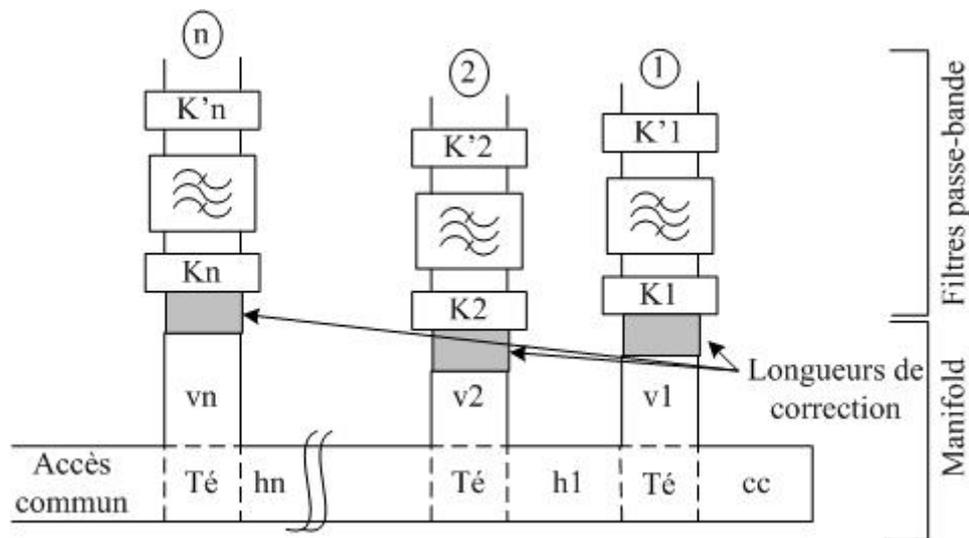
**Figure II.26 :** Structures d'étude du déphasage lié à l'iris d'excitation

(a) modèle électromagnétique

(b) modèle circuit associé

La structure (a), analysée par une méthode d'analyse électromagnétique, correspond à la cavité de sortie du filtre connectée au manifold sans aucune vis de réglage. La phase du paramètre en réflexion de cette cavité court-circuitée est comparée à celle de son circuit équivalent en éléments localisés (figure b).

Le déphasage résultant de cette comparaison correspond au déphasage introduit par l'iris d'excitation. Une longueur de guide de correction est alors calculée à partir de ce déphasage, et introduite dans la schématique circuit de l'OMUX présentée sur la figure II.27.



**Figure II.27 :** Circuit équivalent de l'OMUX avec correction du déphasage dû à l'iris d'excitation

Cette méthode présente l'avantage de caractériser de façon rigoureuse le déphasage introduit par l'iris d'excitation. Cependant, elle est assez fastidieuse à mettre en œuvre. En effet, la longueur de correction calculée dépend des dimensions physiques de la cavité, ces dimensions dépendant de la matrice de couplage optimisée du filtre. La réalisation de nombreux abaques doit donc être mise en œuvre pour couvrir l'étendue des possibilités (diamètres, hauteurs, dimensions d'iris,...).

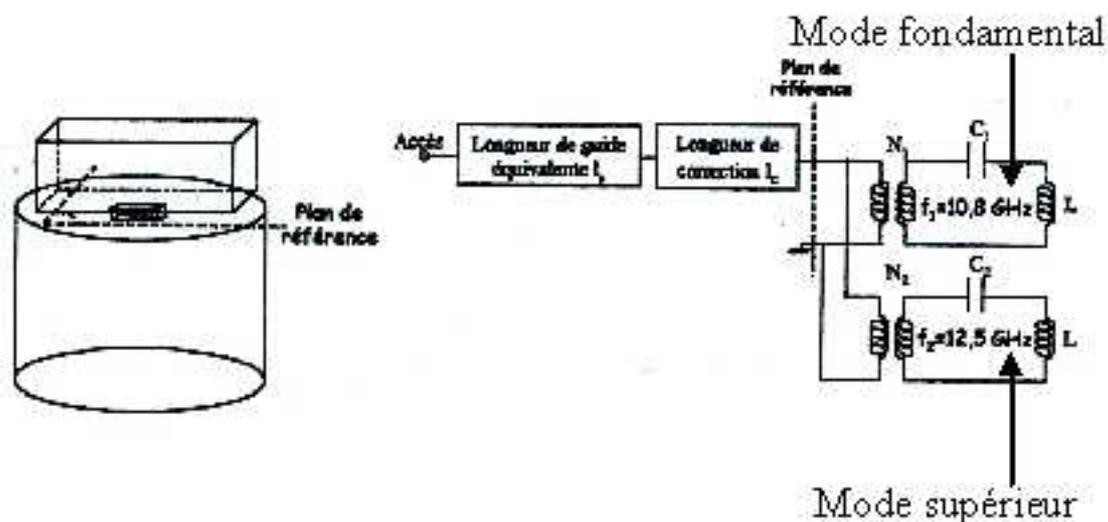
Dans [49], l'auteur adopte un principe équivalent en ajoutant des tronçons de lignes de transmission pour ajuster les plans de référence.

### V.2.2. CORRECTION DU COMPORTEMENT LARGE BANDE

La correction du déphasage introduit par l'iris d'excitation ne permet que de corriger le comportement bande étroite du canal. Lorsque l'on considère un multiplexeur sur une bande de fréquence relativement large, il devient nécessaire de modéliser les modes supérieurs dans chaque filtre de canal. En effet, les modes supérieurs dans les canaux basses fréquences vont apparaître aux fréquences de fonctionnement des canaux hautes fréquences et les perturber.

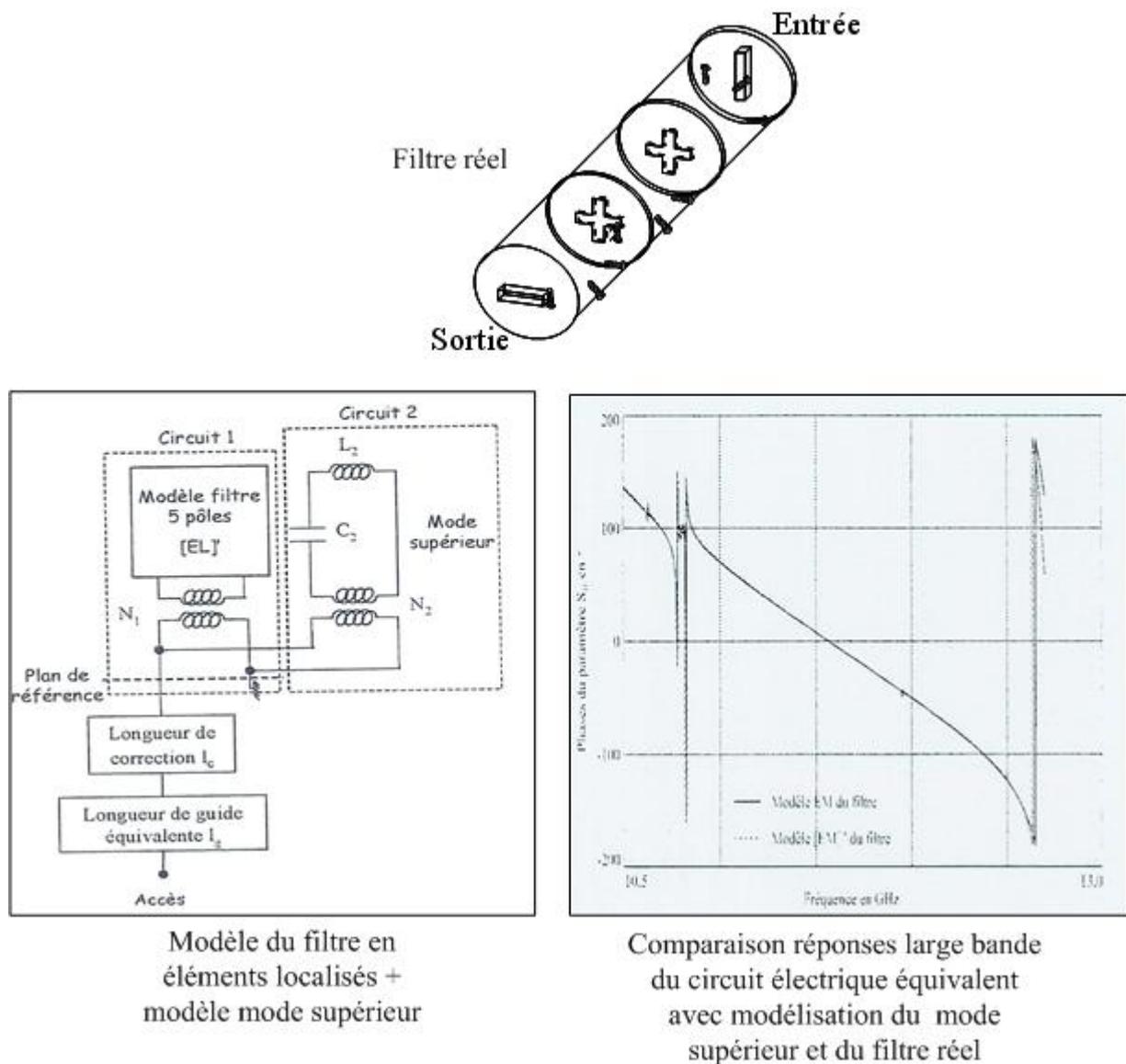
Diverses méthodes présentées dans la littérature permettent de prendre en compte les modes supérieurs qui peuvent s'installer dans les filtres. Dans [49], [50], les auteurs réalisent une analyse électromagnétique globale de l'ensemble des filtres en utilisant une technique de space mapping. Des méthodes d'analyse électromagnétique globale de l'OMUX (filtres + manifold) sont également présentées dans [51], [52]. L'analyse électromagnétique permet de reproduire le comportement réel large bande de chacun des filtres. Mais, ces techniques sont difficilement exploitables pour une optimisation directe du multiplexeur. En effet, les temps de calcul et les espaces mémoire requis peuvent devenir prohibitifs.

Dans [53], D. Bariant a montré que pour des applications en bande Ku à filtres en cavités bimodes, où le mode de résonance  $TE_{113}$  est généralement utilisé, le mode supérieur le plus gênant n'est couplé que dans la cavité de sortie du filtre, placé côté manifold. Dans ces conditions, il est possible d'établir un circuit électrique équivalent du mode supérieur par comparaison de l'analyse électromagnétique de la cavité de sortie court-circuitée avec son circuit électrique équivalent, comme présenté sur la figure II.28.



**Figure II.28 :** Dispositif pour la modélisation du mode supérieur

Les modes supérieurs modélisés par des circuits électriques équivalents sont ensuite associés en parallèle au circuit électrique équivalent du mode fondamental, c'est à dire le mode de fonctionnement du filtre, comme le montre la figure II.29.



**Figure II.29 :** Modélisation large bande du filtre

Cette modélisation hybride permet de reproduire le comportement large bande du filtre, comme le montre la figure II.29, sans pour autant réaliser une analyse électromagnétique globale de la structure, permettant ainsi d'accélérer les temps de conception.

La méthode développée reste cependant une méthode de compensation, dans le sens où elle n'est utilisée qu'après avoir réalisé l'optimisation du circuit électrique équivalent de l'OMUX. A partir des matrices de couplages optimisées des filtres, il est alors possible de déterminer les dimensions de la cavité de sortie, et d'en déduire par une analyse électromagnétique, le circuit équivalent des modes supérieurs de cavité. Ces modèles, une fois établis, sont alors introduits dans la schématique de l'OMUX, puis compensés. L'inconvénient

majeur de la méthode mise en place est qu'elle ne permet pas de jouer sur la valeur du coefficient de couplage de sortie, ni sur les dimensions de l'iris pour un couplage équivalent, une fois le circuit équivalent du mode supérieur implémenté. Ce peu de degré de liberté peut être problématique lors de l'optimisation.

L'objectif de notre travail de thèse est d'implémenter un modèle électromagnétique d'inverseur dans la schématique circuit du multiplexeur. Ce modèle doit intégrer automatiquement la réponse des modes supérieurs de cavité, en fonction du coefficient de couplage en sortie du filtre pour éviter de le figer. Le modèle développé permettra de modifier le coefficient de couplage, ou les dimensions d'iris, et d'obtenir immédiatement l'influence des modes supérieurs dans la schématique de l'OMUX. Le modèle doit s'appliquer aux filtres en cavité pour des applications en bande Ku et Ka.

## VI. CONCLUSION

Dans ce second chapitre, un état de l'art au sujet des méthodes de synthèse des dispositifs de filtrage et de multiplexage utilisés dans les systèmes de télécommunications a été réalisé, en s'attachant en particulier aux dispositifs filtrants utilisant des filtres en cavités bimodes.

Les méthodes de synthèse des filtres ont tout d'abord été décrites. Elles permettent, à partir d'une fonction de filtrage déterminée, d'obtenir la matrice de couplage correspondante. Dans un second temps, les outils d'analyse électromagnétique dédiés à l'étude des dispositifs volumiques ont été présentés. Puis, les méthodes de dimensionnement des filtres en cavités bimodes, basées sur une technique d'analyse électromagnétique globale du dispositif, associée à une optimisation par identification ont été développées.

Enfin, dans une dernière partie, une présentation des méthodes d'optimisation des systèmes de multiplexage sur manifold a été réalisée. Cette étude a montré que la modélisation rigoureuse des multiplexeurs sur manifold nécessite la prise en compte des déphasages dus aux iris d'excitation, ainsi que la présence des modes supérieurs de cavités.

Dans un troisième chapitre, des outils dédiés à la synthèse des OMUX sur manifold seront développés, pour permettre d'optimiser ces dispositifs, tout en prenant en compte les déphasages d'iris et les modes supérieurs de cavités.

# CHAPITRE III

*Développement de méthodologies et d'outils d'aide à la  
synthèse et à l'optimisation des multiplexeurs de sortie  
sur manifold*



## I. INTRODUCTION

La conception de multiplexeurs sur manifold nécessite une modélisation rigoureuse des différents éléments le constituant (segments de guides et filtres) pour éviter des temps de réglages importants et donc très coûteux. Bien que les méthodes de modélisation mises en place aient prouvé leur efficacité, les multiplexeurs de sortie de satellite montés sur manifold restent des dispositifs extrêmement complexes à optimiser. En effet, de part l'essor des communications par satellite, les concepteurs cherchent à augmenter le nombre de canaux sur un même manifold. Tous les canaux influant les uns sur les autres, et l'ensemble des segments de guide étant utilisé de manière à optimiser au mieux la réponse globale, de nombreuses interactions se produisent entre les différentes voies, et des phénomènes parasites peuvent alors apparaître sur la réponse de l'OMUX, perturbant alors son bon fonctionnement. Il est donc essentiel de reproduire le comportement large bande de chacun des filtres lors de la phase d'optimisation circuit, afin de prévoir efficacement la réponse globale de l'OMUX.

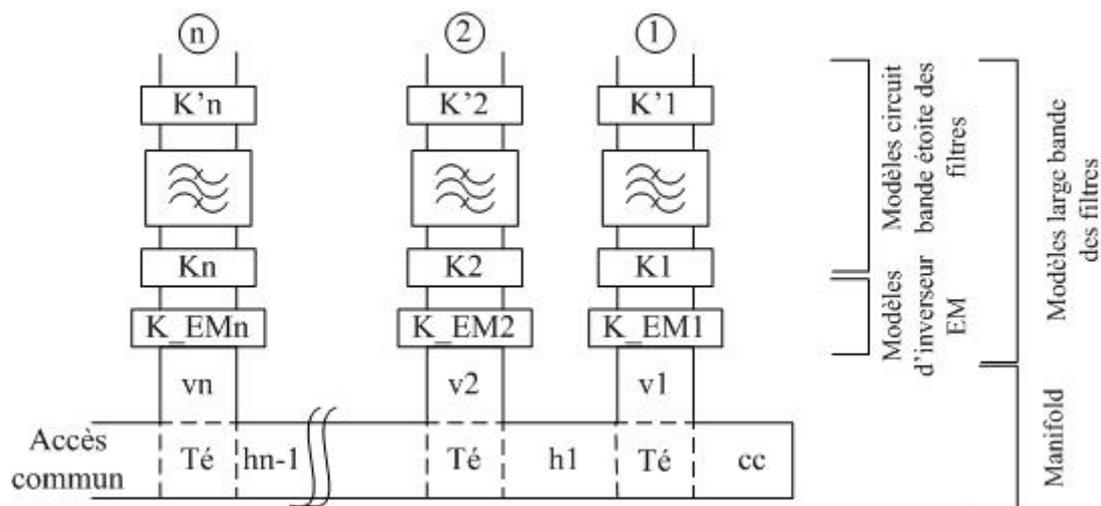
L'objectif de ce troisième chapitre est tout d'abord de développer un modèle électromagnétique d'inverseur dynamique pour la conception et l'optimisation des multiplexeurs sur manifold, permettant ainsi la modélisation et l'optimisation efficace de chaque canal, en prenant en compte son comportement large bande. Puis, dans une seconde partie, la mise en évidence des phénomènes parasites pouvant perturber le réglage optimal des multiplexeurs sur manifold est présentée, et des éléments de pré analyse permettant d'évaluer les limites de faisabilité d'un multiplexeur sur manifold sont ensuite développés.

## II. DEVELOPPEMENT D'UN MODELE D'INVERSEUR DYNAMIQUE POUR LA MODELISATION ET L'OPTIMISATION DES MULTIPLEXEURS SUR MANIFOLD

L'étude bibliographique présentée au chapitre II, a montré que la modélisation rigoureuse des multiplexeurs sur manifold nécessite la prise en compte de l'influence en phase des modes supérieurs de cavité et du déphasage introduit par l'iris d'excitation reliant le filtre du canal au manifold [35].

L'objectif de cette partie est de développer un modèle prenant en compte automatiquement ces effets pour permettre la modélisation rigoureuse du multiplexeur au cours de la synthèse et de l'optimisation du dispositif. La modélisation globale de l'OMUX se

fera donc au moyen d'un logiciel circuit utilisant des méthodes d'optimisation classiques, en associant en série le modèle circuit du filtre, qui caractérise le mode fondamental dans une bande étroite autour de la fréquence de résonance, avec un modèle électromagnétique qui caractérise son comportement large bande par un calcul instantané de l'influence en phase des modes supérieurs de cavité et de l'iris. La nouvelle schématique d'OMUX, utilisable dans un logiciel circuit prendra alors la forme suivante :



**Figure III.1 :** Schématique d'OMUX avec prise en compte du comportement large bande des filtres

Dans le cadre de notre application (filtres en cavités pour les bandes Ku et Ka), diverses études théoriques et expérimentales menées avec Alcatel Space ont permis de montrer que l'influence en phase des modes supérieurs et de l'iris ne dépend pas de la profondeur d'enfoncement des vis de réglage, et qu'elle est uniquement liée aux dimensions de l'iris de couplage et de la cavité de sortie placée coté manifold [35].

Le modèle large bande d'un filtre de canal à développer est donc basé sur l'analyse électromagnétique de la structure simplifiée de la cavité de sortie court-circuitée sans vis de réglage permettant ainsi, en associant le modèle circuit du filtre et ce modèle d'inverseur, de reproduire le comportement réel large bande du filtre. Cette procédure de modélisation hybride faisant intervenir à la fois le modèle circuit bande étroite du filtre, et un modèle électromagnétique simplifié, permet de reproduire fidèlement le comportement large bande du filtre, sans pour autant appliquer une analyse électromagnétique complète du filtre, trop coûteuse en espace mémoire et en temps de calcul. Le modèle à mettre en place pourra donc être utilisé en phase d'optimisation avec le logiciel circuit, permettant ainsi de définir

l'ensemble des dimensions du manifold (longueurs de guide horizontales et verticales) et les paramètres des filtres (couplages, réglages) pour obtenir une réponse en accord avec le cahier des charges.

Le modèle d'inverseur électromagnétique doit tout d'abord permettre à partir de paramètres d'entrée géométriques (diamètre de cavité, épaisseur et largeur d'iris, dimensions du guide) et électriques (mode de résonance, fréquence centrale de résonance, bande passante équiondulation, coefficient de couplage) de déterminer la longueur d'iris et la hauteur de cavité permettant de réaliser le coefficient de couplage et la fréquence désirés. Il doit ensuite réaliser une analyse électromagnétique large bande, puis par comparaison avec le circuit équivalent en éléments localisés, en déduire l'influence en phase des modes supérieurs de cavité et de l'iris. Cette réponse en phase doit ensuite être intégrée automatiquement dans la schématique de l'OMUX. Toutes ces étapes doivent être transparentes pour le concepteur. Le modèle d'inverseur électromagnétique implémenté dans le logiciel circuit doit donc gérer de façon automatique et dynamique l'ensemble de ces étapes.

Le modèle d'inverseur doit comporter une méthode d'analyse EM permettant d'étudier la cavité de sortie court circuitée, connectée à un guide rectangulaire par un iris rectangulaire. L'utilisation directe de la méthode des éléments finis n'est pas optimale pour notre application, car elle nécessite la mise en place d'un maillage, et est trop coûteuse en temps de calcul. Une méthode d'analyse par mode matching, plus pertinente pour notre étude, est donc préférée. Bien que des logiciels commerciaux d'analyse par Mode Matching soient développés, la mise en place du modèle d'inverseur électromagnétique dynamique ne permet pas de les utiliser. En effet, les logiciels circuits et les logiciels commerciaux de Mode Matching ne peuvent être liés de manière efficace, rendant impossible l'implémentation du modèle d'inverseur dans un logiciel circuit. Cela nous a donc conduit à mettre en place notre propre code d'analyse par Mode Matching, pour automatiser le lien avec le logiciel circuit à utiliser, et ainsi permettre l'implémentation du modèle d'inverseur électromagnétique dynamique dans ce logiciel circuit. Cette technique d'analyse n'étant pas développée à l'IRCOM, nous avons donc développé et validé notre code. Outre cette méthode d'analyse, le modèle d'inverseur doit comporter :

- ↳ un algorithme de synthèse automatique, permettant à partir des données géométriques et électriques, de déterminer les longueurs d'iris et de cavité adéquates.

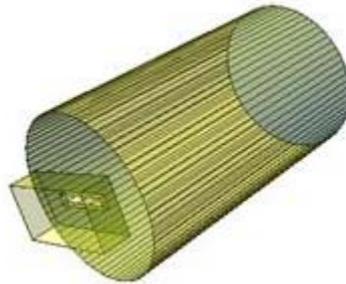
- ↳ un algorithme d'extraction de la contribution en phase des modes supérieurs et de l'iris, à partir de l'analyse électromagnétique large bande.

Le code et les algorithmes développés doivent ensuite être intégrés, et pouvoir être exploités depuis un logiciel circuit (ADS d'HPEESOF).

Nous présentons ici le code d'analyse et les algorithmes développés. Chacun de ces outils a été développé en cherchant à optimiser les temps de calculs, sans pour autant diminuer la précision recherchée.

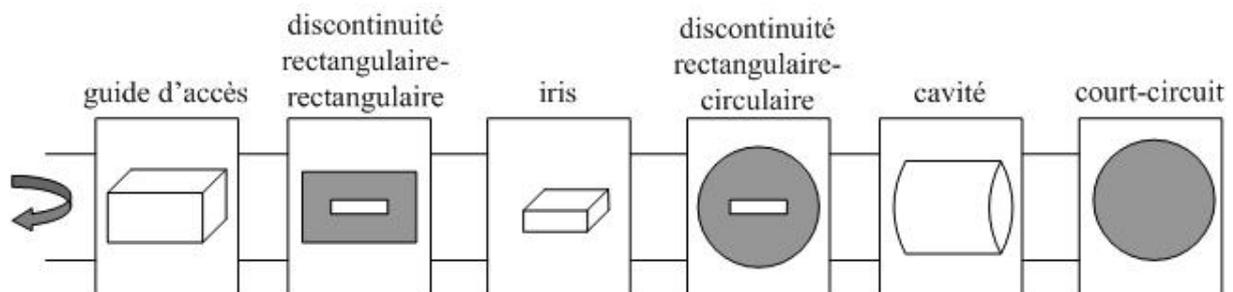
### II.1 ANALYSE D'UNE CAVITE DE SORTIE COURT-CIRCUITEE PAR MODE-MATCHING ([56] A [60])

L'objectif de cette première étape est de développer un code permettant d'analyser par mode-matching une cavité de sortie court-circuitée connectée à un guide d'accès rectangulaire par un iris rectangulaire, comme le montre la figure III-2.



**Figure III.2 :** Cavité de sortie court-circuitée

Pour cette analyse, il est possible de décomposer la cavité de sortie court-circuitée comme présenté sur la figure III.3.



**Figure III.3 :** Décomposition de la cavité de sortie court-circuitée

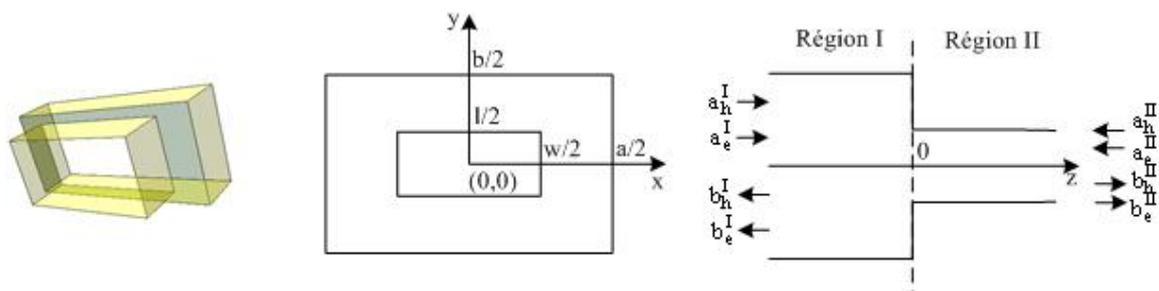
L'analyse de la cavité de sortie court-circuitée peut donc se résumer de la façon suivante :

- ↪ analyse de la discontinuité rectangulaire-rectangulaire,
- ↪ analyse de la discontinuité rectangulaire-circulaire,
- ↪ chaînage des différents blocs pour avoir accès à la phase du coefficient de réflexion de la cavité de sortie court-circuitée.

Un code permettant de réaliser l'analyse d'une cavité de sortie court-circuitée a été écrit. Afin d'optimiser les temps de calcul, nous avons tiré parti des conditions de symétrie de la structure.

### II.1.1. ANALYSE DE LA DISCONTINUITÉ RECTANGULAIRE-RECTANGULAIRE ([32], [61] A [64], [82])

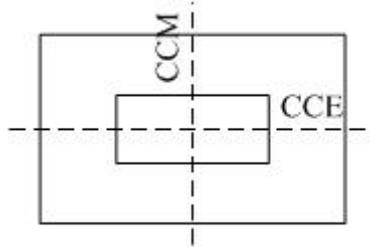
En considérant la discontinuité rectangulaire-rectangulaire représentée sur la figure III-4,  $a_{h,e}^i$  et  $b_{h,e}^i$  sont respectivement les ondes incidentes et réfléchies dans les guides formant la discontinuité. Les indices h sont utilisés pour désigner les modes TE, les indices e pour désigner les mode TM. Les sections transverses des guides sont respectivement  $S_I$  (grand guide) et  $S_{II}$  (petit guide).



**Figure III.4 :** Discontinuité rectangulaire-rectangulaire

Dans notre application, le mode fondamental  $TE_{10}$  est le mode utilisé. En appliquant les conditions de CCE et CCM adéquates sur notre étude (figure III-5), il est possible de se limiter à  $\frac{1}{4}$  de la structure. Ceci permet de limiter le nombre de modes à prendre en compte, et ainsi accélérer les calculs. En effet, il suffit de prendre en compte les modes  $TE_{mn}$  avec m impair ( $m=1, 3, \dots$ ), et n pair ( $n=0, 2, \dots$ ); les modes  $TM_{mn}$  avec m impair ( $m=1, 3, \dots$ ), et n

pair ( $n=2, 4, \dots$ ). Les autres modes ne sont pas couplés dans l'application qui nous intéresse. Ces considérations sont vérifiées analytiquement en annexe 3.



**Figure III.5 :** Conditions de symétrie

$N1h$  modes TE et  $N1e$  modes TM sont pris en compte dans le guide I, et  $N2h$  modes TE et  $N2e$  modes TM dans le guide II. Les modes considérés sont pris par ordre croissant de leur fréquence de coupure.

La relation matricielle liant les ondes entrantes et sortantes au niveau de la discontinuité peut alors être établie en utilisant la relation II-41 présentée dans le chapitre II :

$$\begin{pmatrix} [-U] & [0] & [V_{hh}^A] & [-V_{eh}^A] \\ [0] & [U] & [-V_{he}^A] & [V_{ee}^A] \\ [V_{hh}^B] & [V_{he}^B] & [U] & [0] \\ [V_{eh}^B] & [V_{ee}^B] & [0] & [-U] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_h^I \\ a_e^I \\ a_h^{II} \\ a_e^{II} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [U] & [0] & [-V_{hh}^A] & [-V_{eh}^A] \\ [0] & [U] & [V_{he}^A] & [V_{ee}^A] \\ [V_{hh}^B] & [-V_{he}^B] & [U] & [0] \\ [V_{eh}^B] & [-V_{ee}^B] & [0] & [U] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_h^I \\ b_e^I \\ b_h^{II} \\ b_e^{II} \end{pmatrix} \quad (\text{III-1})$$

où  $[U]$  est la matrice identité,

$$V_{hh}^A = \frac{A_{hp}^{II}}{A_{hm}^I} \langle e_{hp}^{II} | e_{hm}^I \rangle, \quad V_{eh}^A = \frac{A_{ep}^{II}}{A_{hm}^I} \langle e_{ep}^{II} | e_{hm}^I \rangle, \quad V_{he}^A = \frac{A_{hp}^{II}}{A_{em}^I} \langle e_{hp}^{II} | e_{em}^I \rangle, \quad V_{ee}^A = \frac{A_{ep}^{II}}{A_{em}^I} \langle e_{ep}^{II} | e_{em}^I \rangle$$

et

$$V_{hh}^B = \frac{B_{hm}^I}{B_{hp}^{II}} \langle e_{hm}^I | e_{hp}^{II} \rangle, \quad V_{eh}^B = \frac{B_{hm}^I}{B_{ep}^{II}} \langle e_{hm}^I | e_{ep}^{II} \rangle, \quad V_{he}^B = \frac{B_{em}^I}{B_{hp}^{II}} \langle e_{em}^I | e_{hp}^{II} \rangle, \quad V_{ee}^B = \frac{B_{em}^I}{B_{ep}^{II}} \langle e_{em}^I | e_{ep}^{II} \rangle \quad (\text{III-2})$$

L'expression des coefficients complexes A et B déterminés à partir de la normalisation en puissance, et des fonctions de bases normalisées  $e$  est donnée en annexe 1.

L'expression des produits scalaires intervenant dans chaque matrice  $V$  est présentée en annexe 3.

La relation matricielle a donc la forme :  $[K_1][a] = [K_2][b]$ .

Pour obtenir la matrice  $[S]$  généralisée de la discontinuité, il suffit alors de réaliser le calcul :

$$[S] = [K_2]^{-1}[K_1].$$

Une technique classique d'inversion de la matrice  $K_2$  consiste à employer la méthode du pivot de Gauss. Mais cette méthode est trop coûteuse en temps de calcul, en particulier pour la prise en compte d'un nombre important de modes. Afin d'optimiser les temps de calcul, une méthode d'inversion de matrice par blocs, plus rapide peut être utilisée. La méthode d'inversion par bloc et l'expression de la matrice  $[S]$  généralisée sont données en annexe 5.

A partir des relations établies précédemment, nous avons développé un code permettant d'analyser une discontinuité de type rectangulaire-rectangulaire, il a été écrit en Fortran 90. L'écriture et le débogage de ce code sont des étapes délicates dans la mise en place du modèle d'inverseur électromagnétique dynamique. En effet, la seule comparaison qui puisse être établie avec un logiciel commercial, permettant de valider nos résultats, se fait au niveau du calcul des paramètres  $[S]$  généralisés, soit la dernière étape du code. Il devient donc très délicat de trouver l'origine des erreurs présentes dans le code (écriture des champs, erreurs d'indice,...), puisque aucune étape intermédiaire ne peut être vérifiée directement.

Afin de valider ce code, les résultats obtenus sont comparés au logiciel commercial de référence Microwave Wizard [65] basé également sur la méthode de Mode Matching, avec une prise en compte du même nombre de modes et des mêmes conditions de symétrie.

Une discontinuité entre un grand guide de dimensions transverses  $22.9\text{mm} \times 10.2\text{mm}$  et un petit guide de dimensions transverses  $15.8\text{mm} \times 7.9\text{mm}$  a été étudiée.

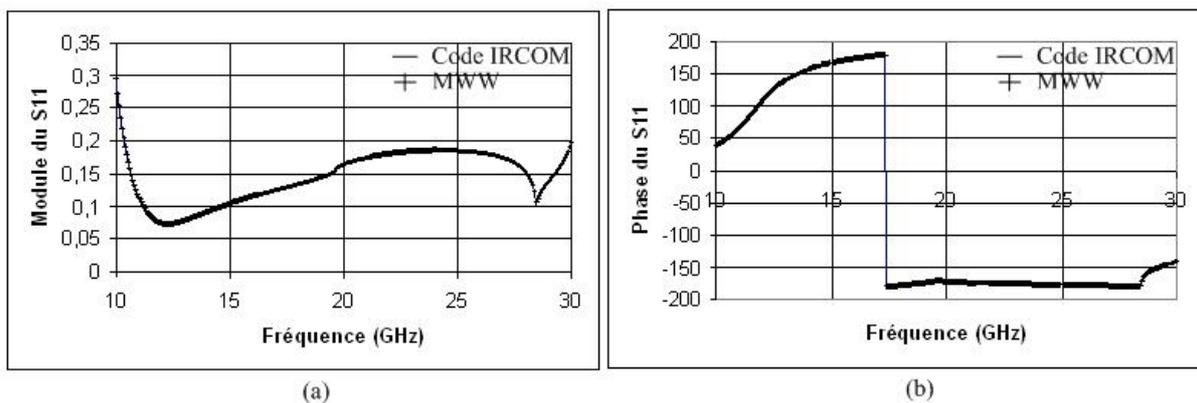
Le nombre de modes pris en compte pour analyser cette discontinuité est donné dans le tableau III-1. Cela correspond à l'ensemble des modes dont la fréquence de coupure est

inférieure à 100GHz. Cette fréquence de coupure est choisie de manière à disposer d'un échantillon suffisamment important de modes  $TE_{mn}$  et  $TM_{mn}$ , dans chacun des guides formant la discontinuité, permettant ainsi de tester et valider le calcul de l'ensemble des produits scalaires qui peuvent se présenter.

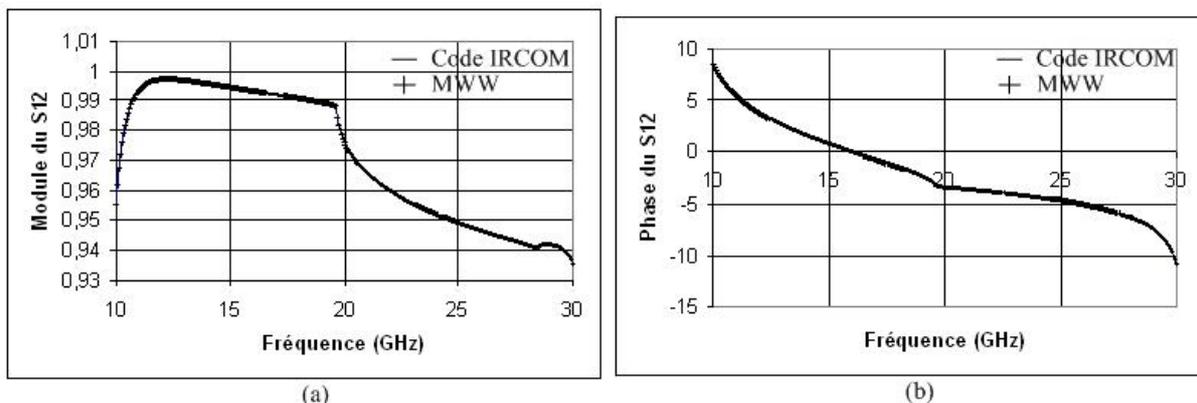
N1h	N1e	N2h	N2e
25	17	13	8

**Tableau III.1** : Nombre de modes pris en compte dans l'analyse de la discontinuité rectangulaire-rectangulaire

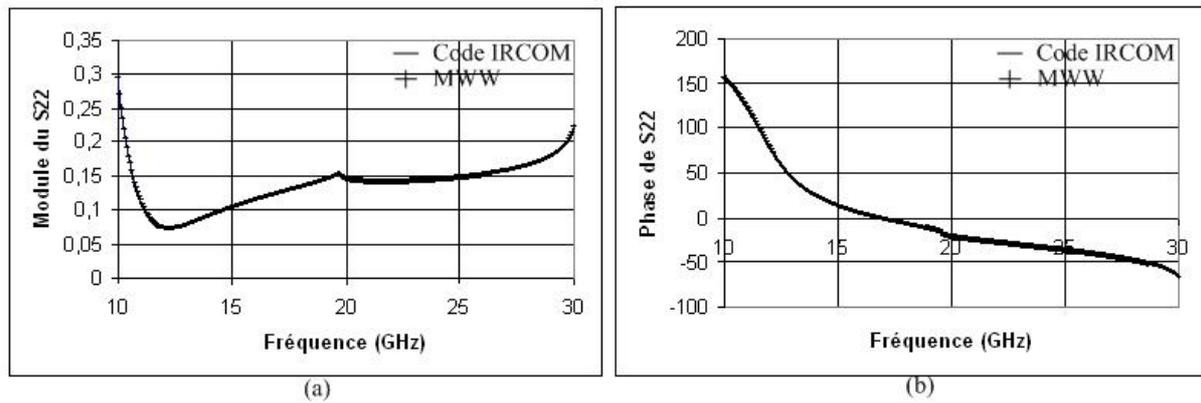
Les paramètres de transmission et de réflexion sur le mode fondamental  $TE_{10}$  sont alors calculés. Les résultats obtenus en module et phase, comparés au logiciel Microwave Wizard sont présentés sur les figures III-6 à III-8.



**Figure III.6** : Comparaison du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en module (a) et en phase (b)



**Figure III.7** : Comparaison du coefficient de réflexion  $S_{12}$  en module (a) et en phase (b)

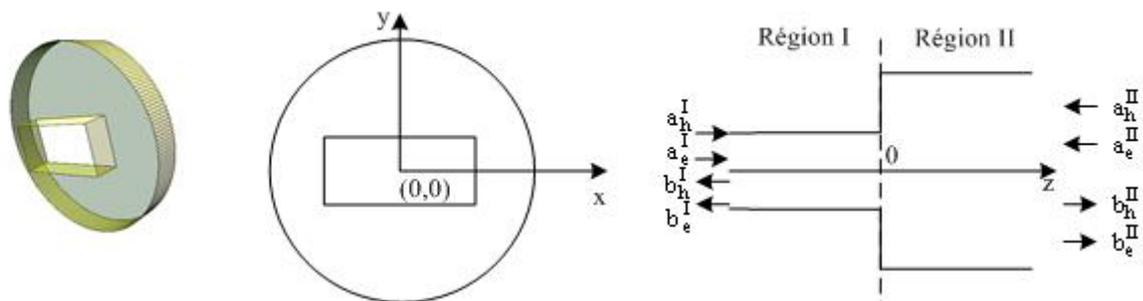


**Figure III.8 :** Comparaison du coefficient de réflexion  $S_{22}$  en module (a) et en phase (b)

Un très bon accord sur les paramètres [S] (tant en module qu'en phase) entre le code développé à l'IRCOM et Microwave Wizard peut être constaté, validant ainsi la méthode mise en place.

**II.1.2. ANALYSE DE LA DISCONTINUITÉ RECTANGULAIRE-CIRCULAIRE [66] A [71]**

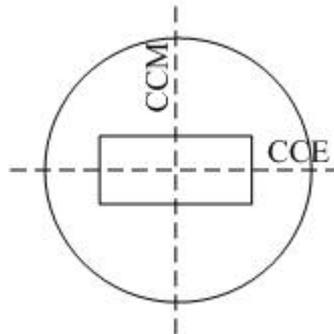
La mise en équation pour l'analyse d'une discontinuité de type rectangulaire-circulaire est très proche de celle mise en œuvre pour analyser la discontinuité rectangulaire-rectangulaire. En considérant la jonction représentée sur la figure III-9,  $a_{h,e}^i$  et  $b_{h,e}^i$  sont respectivement les ondes incidentes et réfléchies dans les guides formant la discontinuité. Les indices h sont utilisés pour désigner les modes TE, les indices e pour désigner les mode TM. La section transverse du guide rectangulaire est notée  $S_I$  et celle du guide circulaire  $S_{II}$ .



**Figure III.9 :** Discontinuité rectangulaire-circulaire

Dans notre application, le mode  $TE_{10}$  est le mode fondamental utilisé. En appliquant les conditions de CCE et CCM adéquates (figure III-10), il est possible de limiter le nombre de modes à prendre en compte, et ainsi d'accélérer les calculs. En effet, il n'existera dans les

guides circulaires que les modes correspondant aux fonctions de Bessel d'indice impair. Ceci est dû au fait que les fonctions de base du guide rectangulaire correspondent à des modes  $TE_{pq}$  et  $TM_{pq}$  avec  $p$  impair et  $q$  pair, c'est à dire à une excitation du guide d'accès rectangulaire en mode  $TE_{10}$ .



**Figure III.10** : Conditions de symétrie

$N_{1h}$  modes TE et  $N_{1e}$  modes TM sont pris en compte dans le guide rectangulaire,  $N_{2h}$  modes TE et  $N_{2e}$  modes TM dans le guide circulaire.

La relation matricielle liant les ondes entrantes et sortantes au niveau de la discontinuité peut alors être établie en utilisant la relation II-43 présentée dans le chapitre II :

$$\begin{pmatrix} [U] & [0] & [V_{hh}^B] & [-V_{eh}^B] \\ [0] & [-U] & [V_{he}^B] & [V_{ee}^B] \\ [V_{hh}^A] & [V_{he}^A] & [-U] & [0] \\ [V_{eh}^A] & [V_{ee}^A] & [0] & [U] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_h^I \\ a_e^I \\ a_h^{II} \\ a_e^{II} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [U] & [0] & [V_{hh}^B] & [V_{eh}^B] \\ [0] & [U] & [-V_{he}^B] & [-V_{ee}^B] \\ [-V_{hh}^A] & [V_{he}^A] & [U] & [0] \\ [-V_{eh}^A] & [V_{ee}^A] & [0] & [U] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_h^I \\ b_e^I \\ b_h^{II} \\ b_e^{II} \end{pmatrix} \quad (\text{III-3})$$

où  $[U]$  est la matrice identité,

$$V_{hh}^B = \frac{B_{hp}^{II}}{B_{hm}^I} \langle e_{hp}^{II} | e_{hm}^I \rangle, \quad V_{eh}^B = \frac{B_{ep}^{II}}{B_{hm}^I} \langle e_{ep}^{II} | e_{hm}^I \rangle, \quad V_{he}^B = \frac{B_{hp}^{II}}{B_{em}^I} \langle e_{hp}^{II} | e_{em}^I \rangle, \quad \text{et} \quad V_{ee}^B = \frac{B_{ep}^{II}}{B_{em}^I} \langle e_{ep}^{II} | e_{em}^I \rangle \quad (\text{III-4})$$

$$V_{hh}^A = \frac{A_{hm}^I}{A_{hp}^{II}} \langle e_{hm}^I | e_{hp}^{II} \rangle, \quad V_{eh}^A = \frac{A_{hm}^I}{A_{ep}^{II}} \langle e_{hm}^I | e_{ep}^{II} \rangle, \quad V_{he}^A = \frac{A_{em}^I}{A_{hp}^{II}} \langle e_{em}^I | e_{hp}^{II} \rangle, \quad V_{ee}^A = \frac{A_{em}^I}{A_{ep}^{II}} \langle e_{em}^I | e_{ep}^{II} \rangle$$

L'expression des coefficients complexes A et B déterminés à partir de la normalisation en puissance, et des fonctions de bases normalisées e sont données en annexe 1 et 2.

L'expression des produits scalaires intervenant dans chaque matrice V est présentée en annexe 4.

La relation matricielle a donc la forme :  $[K_1][a] = [K_2][b]$ .

L'extraction de la matrice [S] généralisée se fait là aussi en utilisant la méthode d'inversion par blocs, dans un soucis de gain des temps de calcul. L'inversion de  $K_2$  et l'expression de la matrice [S] généralisée pour la discontinuité rectangulaire-circulaire sont développées en annexe 5.

A partir des relations établies précédemment, nous avons développé un code permettant d'analyser une discontinuité de type rectangulaire-circulaire, il a été écrit en Fortran90. Contrairement à la discontinuité rectangulaire-rectangulaire, les intégrales des produits scalaires d'une discontinuité rectangulaire-circulaire ne peuvent être calculées analytiquement (Annexe 4). Un programme d'intégration numérique utilisant la méthode de Gauss [72] a donc été utilisé. Les études de guides circulaires sont plus délicates à mettre en œuvre que celles des guides rectangulaires. En effet, il est nécessaire de programmer les fonctions de Bessel. Il faut également calculer les racines et les dérivées de ces fonctions. Enfin, comme dans le cas de la discontinuité rectangulaire-rectangulaire, le débogage du code reste problématique.

Afin de valider notre code, les résultats obtenus sont comparés au logiciel commercial Microwave Wizard, avec une prise en compte du même nombre de modes et des mêmes conditions de symétrie.

Une transition entre un guide rectangulaire de dimensions 19.05mm×9.525mm, et un guide circulaire de 19.05mm de rayon est étudiée.

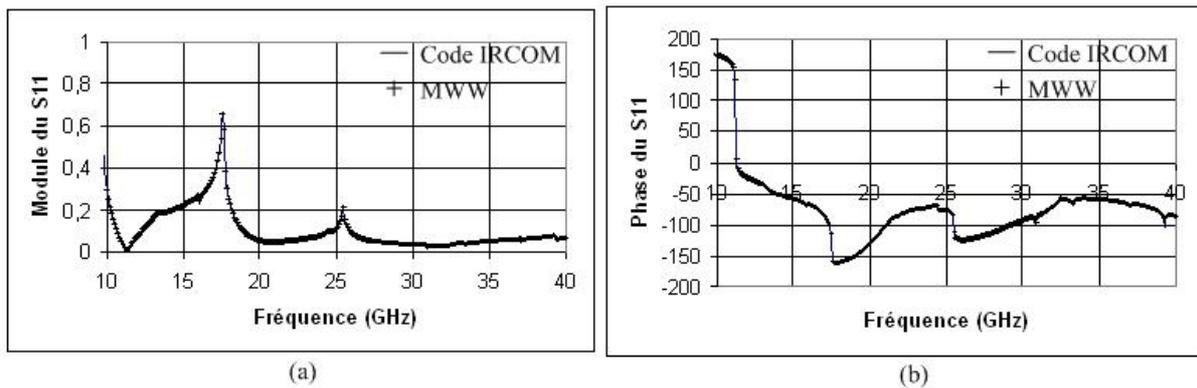
Le nombre de modes pris en compte pour analyser cette discontinuité est donné dans le tableau III-2. Cela correspond à l'ensemble des modes dont la fréquence de coupure est inférieure à 100GHz. Cette fréquence de coupure permet de disposer d'un nombre de modes suffisamment important dans chacun des guides formant la discontinuité, afin de tester et valider l'ensemble des produits scalaires qui peuvent se présenter.

N1h	N1e	N2h	N2e
19	13	106	94

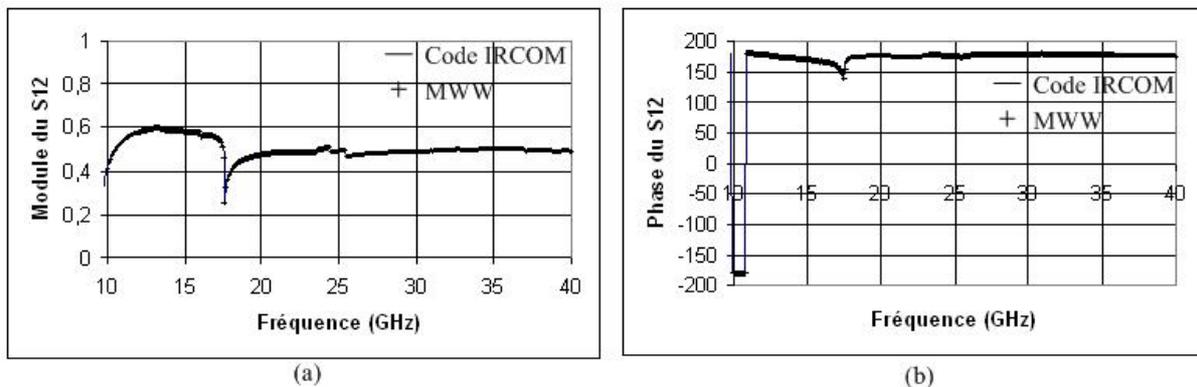
**Tableau III.2 :** Nombre de modes pris en compte dans l'analyse de la discontinuité rectangulaire-circulaire

Le mode étudié sur l'accès1 (coté guide rectangulaire) est le  $TE_{10}$ , le mode étudié sur l'accès2 (coté guide circulaire) est le  $TE_{11}$ .

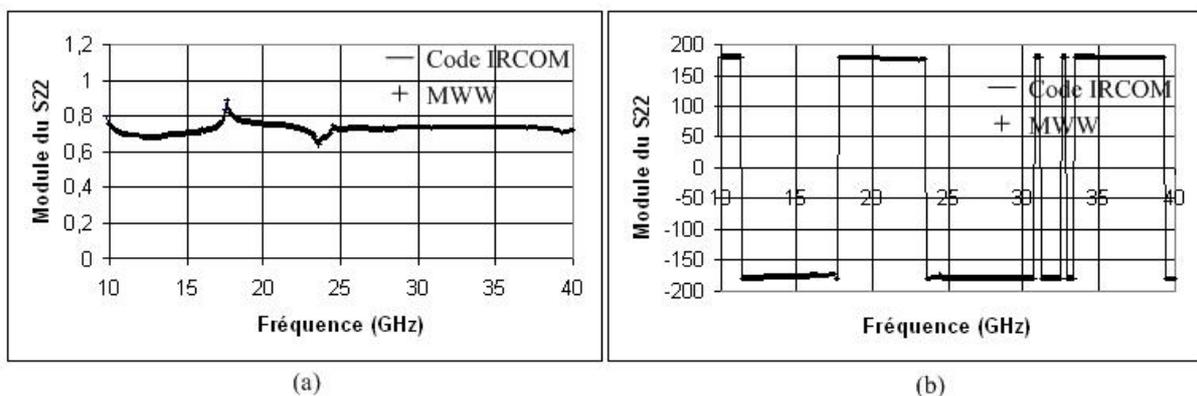
Les paramètres de transmission et de réflexion sur ces modes ont alors pu être calculés. Les résultats obtenus en module et phase, comparés au logiciel Microwave Wizard sont présentés sur les figures III-11 à III-13.



**Figure III.11 :** Comparaison du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en module (a) et en phase (b)



**Figure III.12 :** Comparaison du coefficient de transmission  $S_{12}$  en module (a) et en phase (b)



**Figure III.13 :** Comparaison du coefficient de réflexion  $S_{22}$  en module (a) et en phase (b)

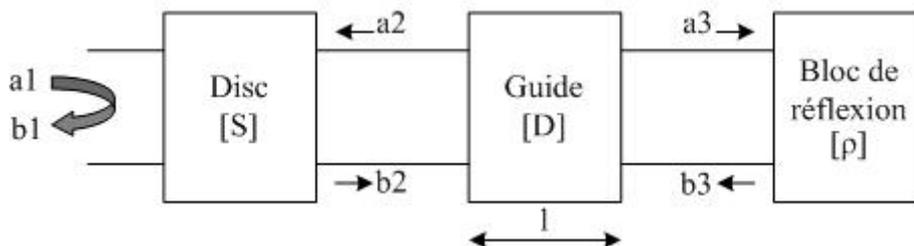
Nous pouvons constater un bon accord sur les paramètres [S], tant en module qu'en phase, entre le code développé à l'IRCOM et Microwave Wizard.

### II.1.3. CHAINAGE DES DISCONTINUITES ET ANALYSE DE LA CAVITE COURT-CIRCUITEE

Le calcul des matrices [S] généralisées des simples discontinuités étant effectué, il reste à chaîner ces différents éléments afin de connaître la réponse globale du système à étudier. Le calcul peut être simplifié par rapport au cas du chaînage d'une double discontinuité dissymétrique (cas présenté au chapitre II). Dans notre cas, l'opération élémentaire consiste à chaîner une discontinuité avec un bloc de réflexion. L'analyse de la cavité court-circuitée consiste à répéter cette opération élémentaire pour chaque discontinuité.

#### II.1.3.1 Chaînage d'une discontinuité avec un bloc de réflexion

La figure III-14 représente une discontinuité quelconque connectée à un bloc de réflexion par un guide d'onde (rectangulaire ou circulaire).



**Figure III.14 :** Chaînage d'une discontinuité et d'un bloc de réflexion

A partir des ondes entrantes et sortantes, les relations suivantes sont obtenues:

$$\begin{pmatrix} [b_1] \\ [b_2] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [S_{11}] & [S_{12}] \\ [S_{21}] & [S_{22}] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [a_1] \\ [a_2] \end{pmatrix} \text{ et } [b_3] = [\rho][a_3] \quad (\text{III-5})$$

Les égalités suivantes peuvent également être prises en compte:

$$\begin{cases} [a_2] = [D][b_3] \\ [a_3] = [D][b_2] \end{cases} \text{ avec } [D] = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_1 l} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & e^{-\gamma_N l} \end{bmatrix} \quad (\text{III-6})$$

où  $\gamma_i$  est la constante de propagation du  $i^{\text{ème}}$  mode du guide de longueur  $l$ .

Les équations (III-5) et (III-6) donnent alors:

$$\begin{cases} [b_1] = [S_{11}][a_1] + [S_{12}][D][b_3] \\ [b_2] = [S_{21}][a_1] + [S_{22}][D][b_3] \end{cases} \text{ et } [b_3] = [\rho][D][b_2] \quad (\text{III-7})$$

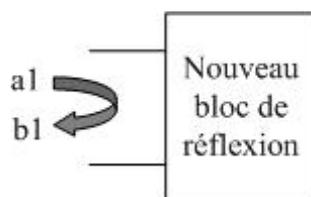
En posant  $[E] = [[U] - [\rho][D][S_{22}][D]]^{-1}$ , il vient :

$$[b_3] = [E][\rho][D][S_{21}][a_1] \quad (\text{III-8})$$

et finalement :

$$[b_1] = [[S_{11}] + [S_{12}][D][E][\rho][D][S_{21}]] [a_1] \quad (\text{III-9})$$

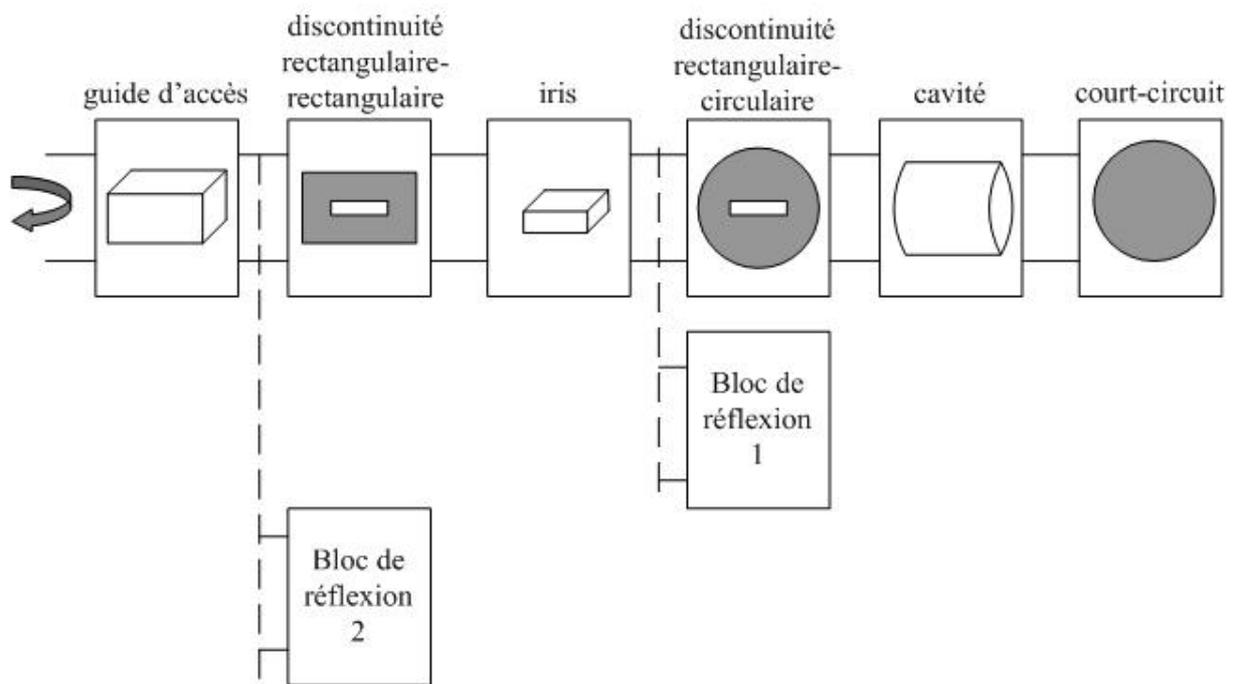
Le schéma présenté en figure III-14 prend alors la forme :



**Figure III.15** : Modélisation du bloc après chaînage

### II.1.3.2 Analyse d'une cavité de sortie court-circuitée

La décomposition de la cavité de sortie court-circuitée peut se ramener à celle présentée sur la figure III.16.



**Figure III.16 :** Chaînage de la cavité de sortie court-circuitée

Pour connaître le coefficient de réflexion à l'entrée de la structure, plusieurs chaînages élémentaires discontinuités - blocs en réflexion sont réalisés.

Etape 1 :

La première étape consiste à chaîner la discontinuité rectangulaire-circulaire avec le bloc de réflexion correspondant au court-circuit. En utilisant la méthode développée précédemment, il est possible d'en déduire le bloc de réflexion équivalent (appelé bloc de réflexion 1).

Au cours de cette étape, il n'est pas nécessaire de chaîner l'ensemble des modes pris en compte lors de l'analyse de la discontinuité rectangulaire circulaire. Tous les modes de l'iris sont conservés ( $N_{2h}+N_{2e}$ ), le nombre de modes connectés dans la cavité est limité à ( $N_{3h'}+N_{3e'}$ ). Cette restriction au cours du chaînage permet d'accélérer les temps de calcul, sans modifier les résultats. En effet, les modes non connectés sont fortement évanescents, et même en ne les prenant pas tous en compte, la convergence des résultats n'est pas altérée.

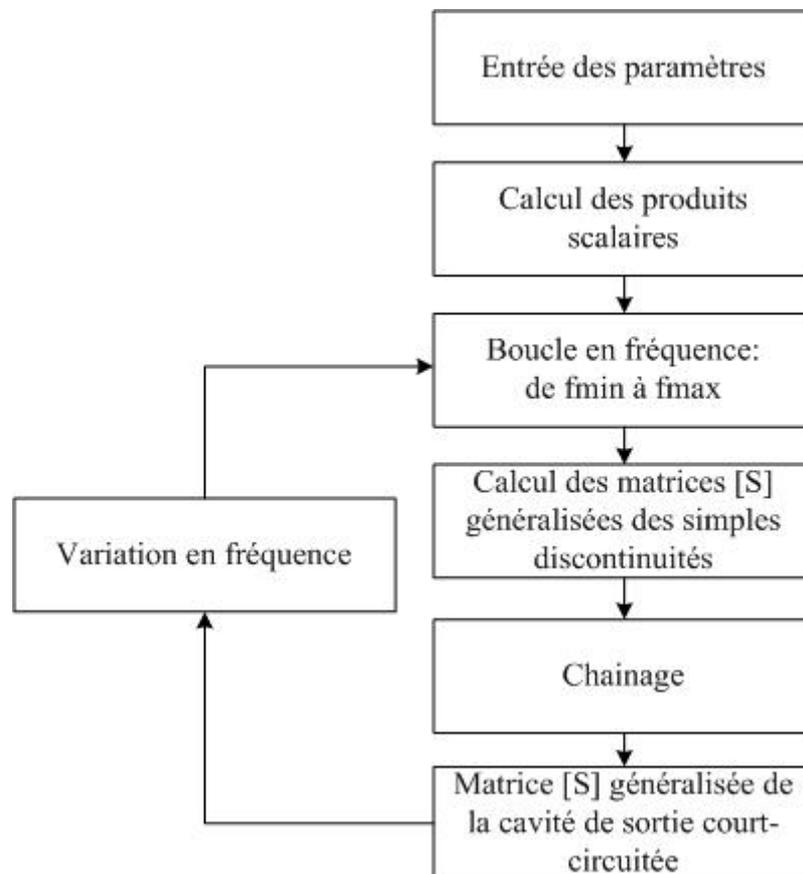
Le coefficient de réflexion dû au court circuit est de -1 pour un mode TE et de 1 pour un mode TM. Ceci est déterminé de façon à ce que la composante transverse du champ électrique soit nulle sur le court-circuit (cf équation AI-1).

Etape2 :

La deuxième étape consiste à chaîner la discontinuité rectangulaire-rectangulaire avec le bloc de réflexion1 déterminé à l'étape1. En utilisant la méthode développée précédemment, le bloc de réflexion équivalent (appelé bloc de réflexion2) est déduit.

**II.1.3.3 Validation du code développé**

A partir des relations établies précédemment, nous avons développé un code de mode matching (MORPHEUS), dédié à l'analyse d'une cavité cylindrique court-circuitée, connectée à un guide rectangulaire, par un iris rectangulaire. Ce code (MORPHEUS), développé en FORTRAN 90, analyse les deux types de discontinuités (rectangulaire-rectangulaire et rectangulaire-circulaire), à l'aide des codes développés précédemment, puis il permet de les connecter afin de connaître la réponse globale de la cavité de sortie court-circuitée. L'algorithme simplifié du programme est présenté sur la figure III-17. Les produits scalaires ne dépendent que des dimensions de la structure, et non de la fréquence, ils sont calculés une seule fois avant le balayage de la plage de fréquence de  $f_{\min}$  à  $f_{\max}$ .



**Figure III.17 :** Organigramme du code MORPHEUS

Afin de valider notre code, une cavité court-circuitée, connectée à un guide rectangulaire par un iris rectangulaire, dont les dimensions sont données dans le tableau III.3 est analysée.

Guide d'accès	a_guide	19.05
	b_guide	9.525
Iris	a_iris	10.52
	b_iris	2
	l_iris	1
Cavité	ray_cav	14.25
	l_cav	49.91

**Tableau III.3 :** Dimensions de la cavité de sortie court-circuitée analysée  
(dimensions exprimées en mm)

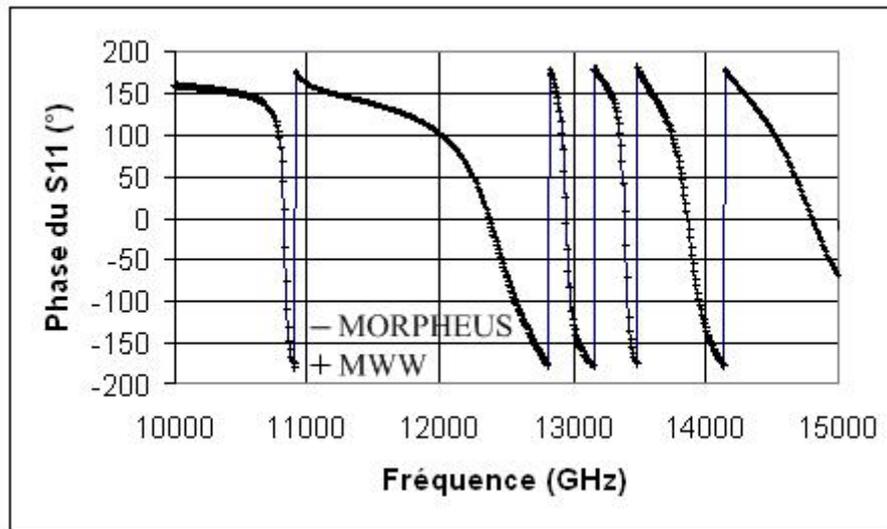
Les résultats obtenus sont comparés au logiciel commercial Microwave Wizard, avec une prise en compte du même nombre de modes et des mêmes conditions de symétrie.

Le nombre de modes pris en compte dans cette analyse est donné dans le tableau III-4. N1h et N1e désignent respectivement le nombre de modes TE et TM pris dans le guide d'accès, N2h et N2e ceux pris dans l'iris, et N3h et N3e ceux pris dans la cavité. Cela correspond à prendre en compte l'ensemble des modes dont la fréquence de coupure est inférieure à 200GHz. Le nombre de modes connectés dans la cavité est limité à N3h' et N3e'.

N1h	N1e	N2h	N2e	N3h	N3e	N3h'	N3e'
71	58	12	5	230	214	2	1

**Tableau III.4 :** Nombre de modes pris en compte dans l'analyse de la cavité  
de sortie court-circuitée

La comparaison de la phase du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de la structure est présentée en figure III.18.



**Figure III.18 :** Comparaison de la phase du coefficient de réflexion

Un très bon accord est ainsi obtenu sur la réponse en phase de notre structure d'étude, permettant ainsi de valider la méthode d'analyse par mode matching mise en place.

#### II.1.3.4 Notions de temps de calcul

Dans le tableau III-5 quelques ordres de grandeur de temps de calcul sont donnés pour l'analyse de la cavité de sortie court-circuitée, pour un nombre de modes présentés dans le tableau III-6. Trois méthodes de calculs ont été comparés au cours de cette étude :

Méthode 1 : Inversion des matrices simples des discontinuités par la méthode du pivot de Gauss, chaînage de tous les modes dans la cavité.

Méthode 2 : Inversion des matrices simples des discontinuités par blocs, chaînage de tous les modes dans la cavité.

Méthode 3 : Inversion des matrices simples des discontinuités par blocs, chaînage d'un nombre limité de modes ( $N_{3h'}$  et  $N_{3e'}$ ) dans la cavité.

	Méthode 1	Méthode 2	Méthode 3
Temps de calcul (501 points de calcul)	3 min	45 sec	3 sec

**Tableau III.5 :** Comparaison des temps de calcul suivant la méthode utilisée

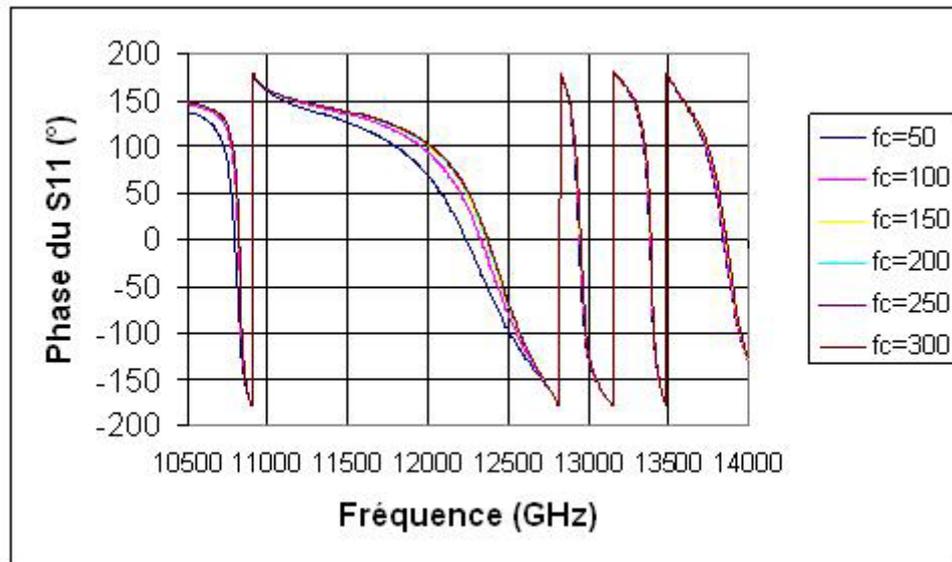
N1h	N1e	N2h	N2e	N3h	N3e	N3h'	N3e'
19	13	4	0	59	52	2	1

**Tableau III.6 :** Nombre de modes pris en compte

Les trois méthodes de calcul aboutissent aux mêmes résultats concernant le calcul des paramètres [S]. Le gain de temps calcul est très significatif en utilisant la méthode 3. C'est donc celle-ci qui est utilisée pour notre modèle d'inverseur dynamique. L'association inversion par blocs/chaînage d'un nombre limité de modes est donc très efficace. Ces temps de calcul sont donc compatibles avec la synthèse et l'optimisation d'un canal de multiplexeur de sortie de satellite.

### II.1.3.5 Etude de convergence

Une étude de convergence sur le nombre de modes à considérer a été menée. La réponse en phase pour différentes fréquences de coupure est donnée sur la figure III-19. Le nombre de modes correspondant est donné dans le tableau III-7.



**Figure III.19** : Etude de convergence

	N1h	N1e	N2h	N2e	N3h	N3e
50 GHz	5	2	2	0	17	12
100 GHz	19	13	4	0	59	52
150 GHz	40	30	5	0	131	122
200 GHz	71	58	12	5	230	214
250 GHz	106	90	16	7	360	337
300 GHz	152	133	20	9	511	492

**Tableau III.7** : Nombre de modes

D'après les calculs effectués, pour une cavité cylindrique en bande Ku, une fréquence de coupure de 150GHz est donc suffisante pour assurer la convergence des résultats.

#### **II.1.4. CONCLUSION**

Au cours de ce travail, un code permettant d'analyser une cavité de sortie court-circuitée a été développé. Il a fallu pour cela étudier les discontinuités rectangulaire-rectangulaire, rectangulaire-circulaire, puis chaîner l'ensemble pour connaître la réponse de la structure d'étude.

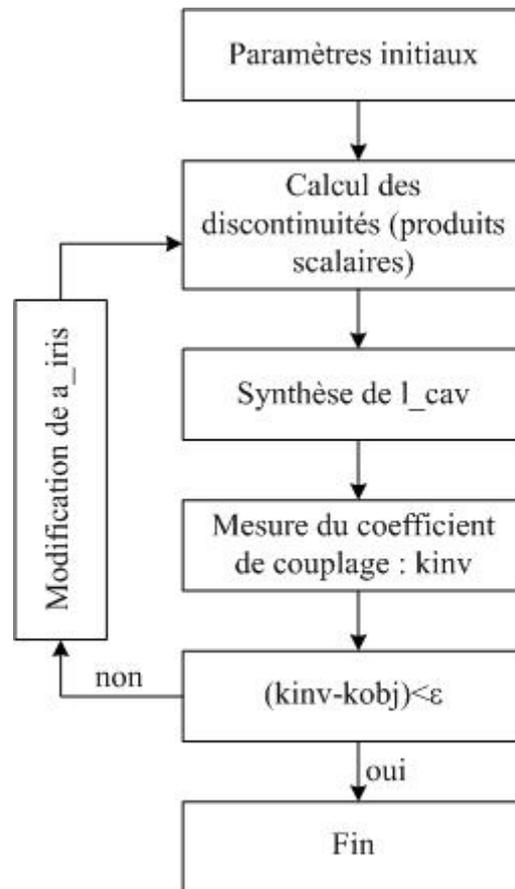
Les résultats ont été comparés à ceux obtenus par un logiciel commercial, et une bonne concordance a pu être observée. Les performances (précision, temps de calcul,...) de MORPHEUS sont comparables à celles de Microwave Wizard.

La prochaine étape dans le développement du modèle d'inverseur dynamique est le développement d'un algorithme permettant d'obtenir à partir du coefficient de couplage donné, les dimensions d'iris correspondantes.

## **II.2 PROCEDURE DE SYNTHESE AUTOMATIQUE DES DIMENSIONS DE LA CAVITE**

Après avoir développé un code permettant d'analyser une cavité de sortie court-circuitée par Mode-Matching, cette seconde étape a pour but de mettre en place une procédure de recherche automatique des dimensions d'iris et de cavités permettant de réaliser un couplage donné à une fréquence de résonance donnée.

L'objectif est de déterminer la longueur de cavité ( $l_{cav}$ ) et la longueur d'iris ( $a_{iris}$ ) permettant d'obtenir le coefficient de couplage désiré ( $k_{obj}$ ) à la fréquence centrale de résonance ( $f_{0\_obj}$ ). Pour cela, la procédure dont l'organigramme est présenté sur la figure III-20 est mise en place. Elle est basée sur la méthode d'analyse segmentée, présentée au chapitre II, qui permet de déterminer les dimensions de l'iris d'excitation et la longueur de cavité à partir de la cavité court-circuitée sans vis de réglage.



**Figure III.20** : Procédure de synthèse automatique des dimensions

## II.2.1. SYNTHÈSE DE LA LONGUEUR DE LA CAVITÉ

### II.2.1.1 Initialisation de la longueur de la cavité

L'objectif de cette étape est de déterminer la longueur de cavité  $l_{cav}$ , permettant à la cavité de résonner à la fréquence centrale  $f_{0\_obj}$ . Dans un premier temps, il faut initialiser la longueur de cavité  $l_{cav}$ . Pour cela, en première approximation, la longueur d'une cavité cylindrique résonante fermée, court circuitée aux deux extrémités, est calculée. La fréquence de résonance d'une telle cavité sur le mode  $TE_{mnp}$  est donnée par :

$$f_0 = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{u'_{mn}}{\text{ray}_{cav}}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l_{cav}}\right)^2} \quad (\text{III-10})$$

où  $u'_{mn}$  est la  $n^{\text{ième}}$  racine de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre  $m$ .

La longueur initiale peut alors se calculer à l'aide de la formule suivante:

$$l_{\text{cav}} = \frac{p\pi}{\sqrt{\left(f_0 \frac{2\pi}{c}\right)^2 - \left(\frac{u'_{\text{mn}}}{\text{ray}_{\text{cav}}}\right)^2}} \quad (\text{III-11})$$

### II.2.1.2 Ajustement de la longueur de cavité

Lorsque la cavité est excitée par un iris, la fréquence de résonance varie. Celle-ci est remplacée à la fréquence objectif  $f0_{\text{obj}}$  en modifiant la longueur de cavité. Pour déterminer la longueur de cavité optimale, il faut que le maximum du temps de propagation de groupe (TPG) soit placé à la fréquence de résonance  $f0_{\text{obj}}$ . Le temps de propagation de groupe est relié à la phase  $\varphi_{11}$  du coefficient  $S_{11}$  par :

$$\text{TPG} = -\frac{d\varphi_{11}}{d\omega} = -\frac{\Delta\varphi_{11}}{\Delta\omega}, \text{ où } \omega \text{ est la pulsation} \quad (\text{III-12})$$

Pour limiter le nombre de calculs fréquentiels, et donc les temps de calcul, la méthode développée consiste à calculer le temps de propagation de groupe pour trois points de fréquences régulièrement répartis autour de la fréquence centrale objectif (TPG1 à  $f0_{\text{obj}} - \Delta f0$ , TPG2 à  $f0_{\text{obj}}$ , TPG3 à  $f0_{\text{obj}} + \Delta f0$ ). A chaque itération, les TPG calculés sur chaque point sont comparés et la longueur de cavité est modifiée en conséquence. Un exemple présentant les différentes configurations est donné sur la figure III-21. Un pas adaptatif ( $\varepsilon_{l_{\text{cav}}}$ ) est utilisé pour modifier la longueur de cavité. Ainsi, pas à pas, le maximum du TPG est centré sur la fréquence centrale  $f0_{\text{obj}}$ .

Il faut noter que, le calcul du paramètre  $S_{11}$  et par conséquent du temps de propagation de groupe ne nécessite pas de recalculer les matrices [S] généralisées des discontinuités.

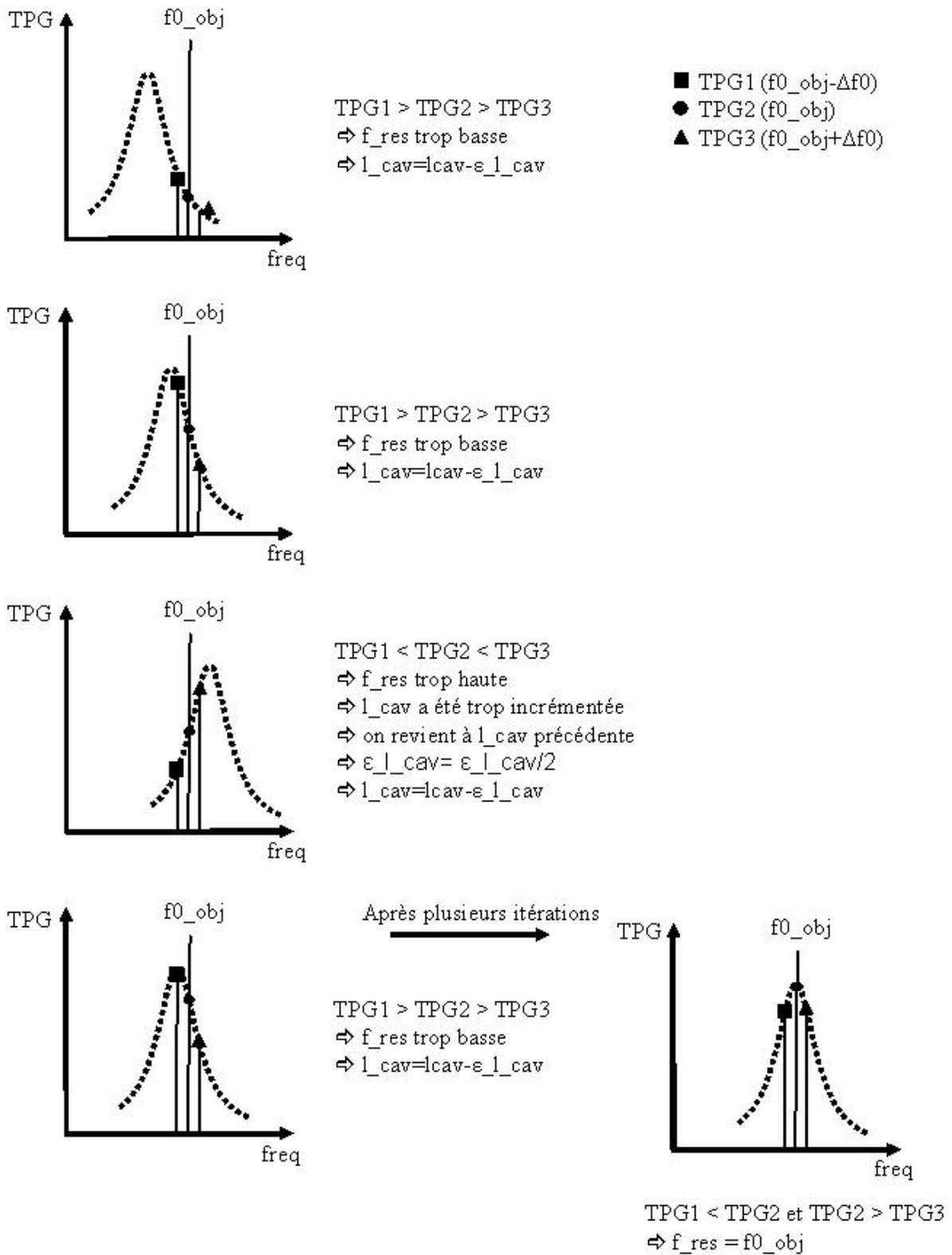


Figure III.21 : Méthode utilisée pour la recherche de la longueur de cavité

### II.2.2. MESURE DU COEFFICIENT DE COUPLAGE EN ENTREE

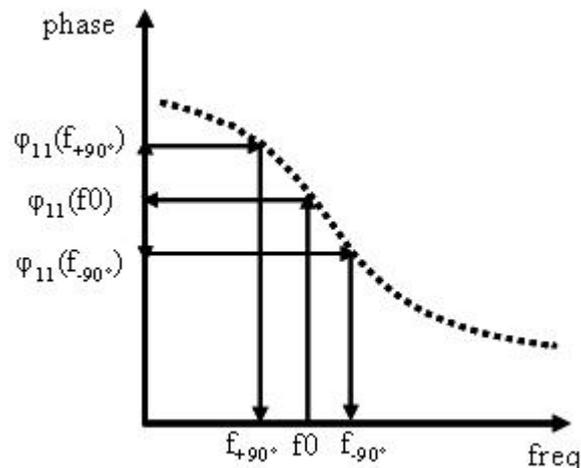
La longueur de cavité permettant de résonner à la fréquence centrale  $f0\_obj$  étant obtenue, il faut ensuite déterminer la valeur du coefficient de couplage pour la comparer à la valeur objectif, et modifier si nécessaire la longueur d'iris.

Le coefficient de couplage est donné par :

$$k = \frac{f_{-90^\circ} - f_{+90^\circ}}{Bw} \quad (III-13)$$

où  $Bw$  est la bande passante équivalente,  $f_{-90^\circ}$  et  $f_{+90^\circ}$  sont les fréquences pour lesquelles la réponse en phase est égale à  $\pm 90^\circ$  de la valeur de la phase à  $f0\_obj$ .

Connaissant la fréquence centrale de résonance de la cavité de sortie ( $f0\_obj$ ), la réponse en phase de cette cavité court-circuitée à ce point de fréquence  $\varphi_{11}(f0)$  est calculée. Puis, les valeurs  $\varphi_{11}(f_{+90^\circ})$  ( $\varphi_{11}(f_{+90^\circ}) = \varphi_{11}(f0) + 90^\circ$ ) et  $\varphi_{11}(f_{-90^\circ})$  ( $\varphi_{11}(f_{-90^\circ}) = \varphi_{11}(f0) - 90^\circ$ ) sont évaluées. Une méthode de dichotomie est ensuite employée pour chercher à obtenir les fréquences  $f_{+90^\circ}$  et  $f_{-90^\circ}$  pour lesquelles la réponse en phase vaut  $\varphi_{11}(f0) \pm 90^\circ$  (figure III-22).

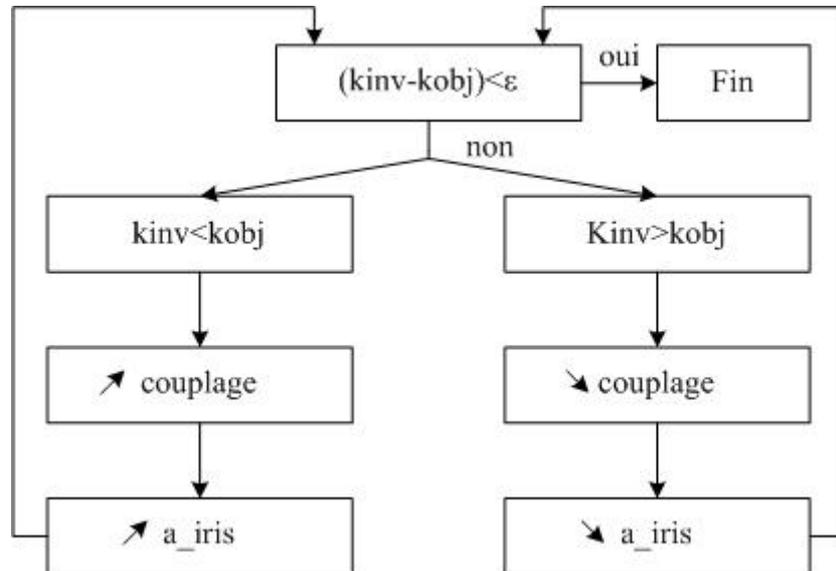


**Figure III.22** : Méthode de mesure du coefficient de couplage

Une fois les valeurs de  $f_{+90^\circ}$  et  $f_{-90^\circ}$  déterminées, la valeur du couplage réalisé par l'iris est alors connue.

### II.2.3. AJUSTEMENT DE L'IRIS DE COUPLAGE

Il reste, dans cette dernière étape, à comparer la valeur du coefficient de couplage mesurée avec la valeur objectif à réaliser. En comparant les deux valeurs, il est possible de savoir de quelle façon la longueur d'iris doit être modifiée (figure III-23).



**Figure III.23 :** Modification de  $a_{\text{iris}}$  pour obtenir le coefficient de couplage  $k_{\text{obj}}$

Afin d'accélérer la convergence, un pas variable sur l'incrément de la longueur d'iris est utilisé.

Si l'iris doit être modifié, les précédentes étapes doivent être réeffectuées comme présenté sur la figure III-20, en recalculant les matrices [S] généralisées des discontinuités pour la nouvelle longueur d'iris.

### II.2.4. VALIDATION DE LA PROCEDURE DE SYNTHESE DE DIMENSIONS

Afin de valider l'algorithme mis en place pour la recherche automatique des dimensions, une cavité court-circuitée dont les dimensions sont fournies dans le tableau III-8 est analysée avec le logiciel commercial Microwave Wizard.

Guide d'accès	a_guide	19.05
	b_guide	9.525
Iris	a_iris	10.52
	b_iris	2
	l_iris	1
Cavité	ray_cav	14.25
	l_cav	49.91

**Tableau III.8 :** Dimensions de la cavité de test

Cette analyse permet alors de déduire la fréquence centrale de résonance et le coefficient de couplage correspondant. Ces valeurs sont données dans le tableau III.9, et servent de valeurs objectif à atteindre.

Fréquence centrale de résonance (GHz)	$f_0\_obj = 10.831$
Coefficient de couplage	$K_{obj} = 1.2144$

**Tableau III.9 :** Paramètres de la cavité de test

Une procédure de recherche automatique de dimensions (couplant MORPHEUS et l'algorithme de synthèse automatique des dimensions) est ensuite appliquée, en cherchant à obtenir la fréquence de résonance et le coefficient de couplage de référence, donnés précédemment. Les paramètres fixes pour cette étude sont donnés dans le tableau III-10.

Guide d'accès	a_guide	19.05
	b_guide	9.525
Iris	a_iris	?
	b_iris	2
	l_iris	1
Cavité	ray_cav	14.25
	l_cav	?
Caractéristiques du filtre	Mode de résonance	H113
	$F_0\_obj$	10.831
	kinv	1.2144

**Tableau III.10 :** Paramètres d'entrée pour notre algorithme

Les longueurs initiales de l'iris et de la cavité sont respectivement de 9mm et de 50.48mm. La synthèse automatique de dimensions établit donc la longueur d'iris et la

longueur de cavité, aux valeurs répertoriées dans le tableau III-11, en 1 à 10 secondes, suivant le nombre de modes utilisés.

a_iris	10.52
l_cav	49.91

**Tableau III.11** : Dimensions trouvées par notre code

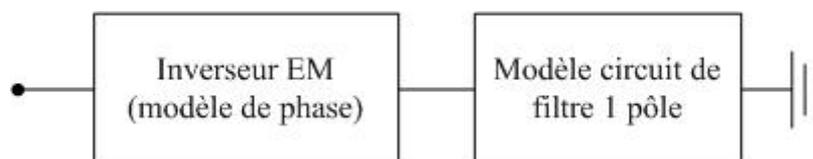
Un très bon accord entre les dimensions trouvées par notre code, et les dimensions initiales est donc observé, validant ainsi l'algorithme développé.

### II.3 PROCEDURE D'EXTRACTION DE LA CONTRIBUTION EN PHASE DES MODES SUPERIEURS DE CAVITE ET DE L'IRIS D'EXCITATION

Afin de modéliser le comportement large bande d'un filtre de canal, il est nécessaire d'associer la contribution en phase des modes supérieurs et de l'iris d'excitation au modèle circuit bande étroite du filtre.

La méthode d'analyse par mode matching donne accès à la réponse en phase de la cavité court-circuitée. Il est maintenant nécessaire d'extraire la contribution en phase des modes supérieurs et de l'iris d'excitation, en sachant que le modèle d'inverseur électromagnétique doit être intégré en cascade avec le circuit équivalent bande étroite du filtre dans la schématique de l'OMUX.

En prenant en compte ces considérations, il est possible de représenter la cavité de sortie court-circuitée par son circuit en éléments localisés (Figure III-24). Elle est constituée d'un modèle de phase, qui représente la contribution en phase des modes supérieurs de cavité et de l'iris, et d'un filtre d'ordre 1 court-circuité, qui représente le fonctionnement sur le mode fondamental.



**Figure III.24** : Schéma en éléments localisés de la cavité de sortie court-circuitée

Le modèle de phase est défini par sa matrice S :

$$\begin{pmatrix} 0 & e^{j\varphi_{\text{sup}}} \\ e^{j\varphi_{\text{sup}}} & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III-14})$$

où  $\varphi_{\text{sup}}$  est la contribution en phase des modes supérieurs et du déphasage de l'iris.

La matrice S du modèle de filtre un pôle court-circuité est donnée par :

$$S = \begin{pmatrix} e^{j\varphi_{\text{Fond}}} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III-15})$$

avec  $\varphi_{\text{Fond}} = \arg\left(\frac{k - jF}{k + jF}\right)$ , et  $F = \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) \frac{f_0}{Bw}$ .

où  $f_0$  est la fréquence centrale de résonance de la cavité,  $Bw$  est la bande passante équiondulation, et  $k$  le coefficient de couplage en sortie du filtre.

Le chaînage de ces 2 blocs :

$$\begin{pmatrix} 0 & e^{j\varphi_{\text{sup}}} \\ e^{j\varphi_{\text{sup}}} & 0 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{pmatrix} e^{j\varphi_{\text{Fond}}} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III-16})$$

permet d'obtenir la réponse en phase globale de la structure.

La réponse globale peut se mettre sous la forme:

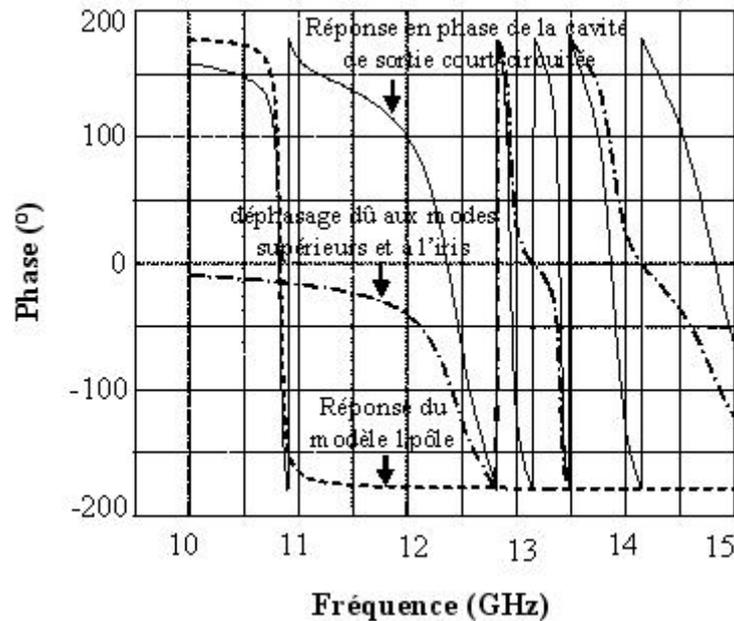
$$\begin{pmatrix} e^{j\varphi_{11}} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III-17})$$

Le calcul par Mode-Matching de la cavité de sortie court-circuitée donne accès à la valeur de  $\varphi_{11}$ . En faisant l'analogie avec le circuit équivalent, il est possible d'extraire la valeur de la contribution en phase des modes supérieurs et de l'iris,  $\varphi_{\text{sup}}$ . Celle-ci vaut alors :

$$\varphi_{\text{sup}} = \left[ \frac{\varphi_{11} - \varphi_{\text{Fond}}}{2} \right] + k\pi \quad (\text{III-18})$$

L'angle  $\varphi_{\text{sup}}$  est défini à  $\pi$  près. Pour faciliter l'intégration de notre modèle dans le logiciel de circuit, il faut faire en sorte que l'angle  $\varphi_{\text{sup}}$  soit compris entre  $\pm 180^\circ$ , et qu'il n'y ait pas de saut de phase de  $180^\circ$ , problématique dans ces logiciels.

Un exemple de phase extraite à partir de la phase globale est montré sur la figure III-25.



**Figure III.25 :** Extraction de la contribution en phase des modes supérieurs de cavités

L'extraction de la contribution en phase des modes supérieurs et de l'iris est effectuée automatiquement connaissant la phase  $\varphi_{11}$  du modèle de cavité court-circuitée optimisé et les caractéristiques électriques visées sur le mode fondamental ( $f0\_obj$ ,  $k$ ,  $bw$ ).

#### II.4 INTEGRATION DU MODELE D'INVERSEUR DYNAMIQUE DANS UN LOGICIEL CIRCUIT

Enfin, dans cette dernière étape, le modèle d'inverseur dynamique effectuant la synthèse automatique des dimensions, et le calcul de la contribution en phase des modes supérieurs de cavité doit être intégré dans un logiciel circuit (Jomega d'HPEESOF). Pour cela, un élément linéaire personnalisable est créé sous Jomega [73]. Ce type de bloc est appelé UserDefined Element. Un tel élément est implémenté sous la forme d'un programme développé en C++. Ainsi, à partir de paramètres d'entrée, le code correspondant est exécuté, il peut lui même faire appel à des routines internes ou externes. Le code est appelé durant l'analyse fréquentielle à chaque point de fréquence, et une routine peut être exécutée avant (ou après) l'analyse sous la forme d'une fonction de pré ou post analyse.

Le modèle développé est intégré de manière à optimiser les temps de calcul. Pour cela, il est associé à un fichier de données au format TOUCHSTONE (s2p) conservant les résultats, comme présenté sur la figure III-26. De plus, il est possible de choisir un mode de fonctionnement de l'inverseur dynamique, soit un état actif (ON), soit un état inactif (OFF) que nous expliquons ci-après.



**Figure III.26 :** Utilisation de l'inverseur dynamique sous le logiciel de circuit

### **Etat actif**

Durant la synthèse du multiplexeur, si le coefficient de couplage et/ou la fréquence de résonance sont modifiés, l'influence en phase des modes supérieurs et du couplage d'iris est automatiquement calculé pendant la phase de pré-analyse. Le modèle électromagnétique et le modèle circuit de la cavité de sortie court-circuitée sont calculés, et le nouveau comportement large bande est créé, en appelant la routine développée en Fortran avant l'analyse de la schématique complète du multiplexeur. Les dimensions obtenues par la procédure de recherche automatique sont sauvegardées dans un fichier accessible au concepteur, un fichier de données de phase dynamique est créé, ce fichier est ensuite utilisé par le code en C++ pour intégrer la réponse en phase des modes supérieurs de cavité et de l'iris. Enfin, un fichier de données de phase (fichier .s2p) est également enregistré, et peut servir pour une analyse avec le modèle à l'état inactif.

Dans cette phase d'analyse, le fichier de données associé doit être transparent, il se comporte donc comme un fil, avec  $S_{11}=S_{22}=0$ , et  $S_{21}=S_{12}=1$ .

### **Etat inactif**

Si le concepteur ne cherche pas à optimiser la valeur du coefficient de couplage de l'iris, il n'est pas nécessaire de relancer le calcul électromagnétique. En effet, le coefficient de couplage étant fixé, les dimensions restent inchangées, ne modifiant donc pas l'influence en phase des modes supérieurs. Pour éviter des calculs inutiles, l'inverseur dynamique doit alors

être mis à l'état inactif, il devient transparent dans la schématique de l'OMUX, et la contribution en phase des modes supérieurs est reproduite à l'aide du fichier de données associé.

Le principe de fonctionnement de l'inverseur dynamique est donné sur la figure III-27. Le lien entre le logiciel circuit (bloc UserDefined Element codé en C++) et le code de Mode Matching (Fortran 90) est effectif dans la branche principale lorsque l'inverseur dynamique est à l'état ON.

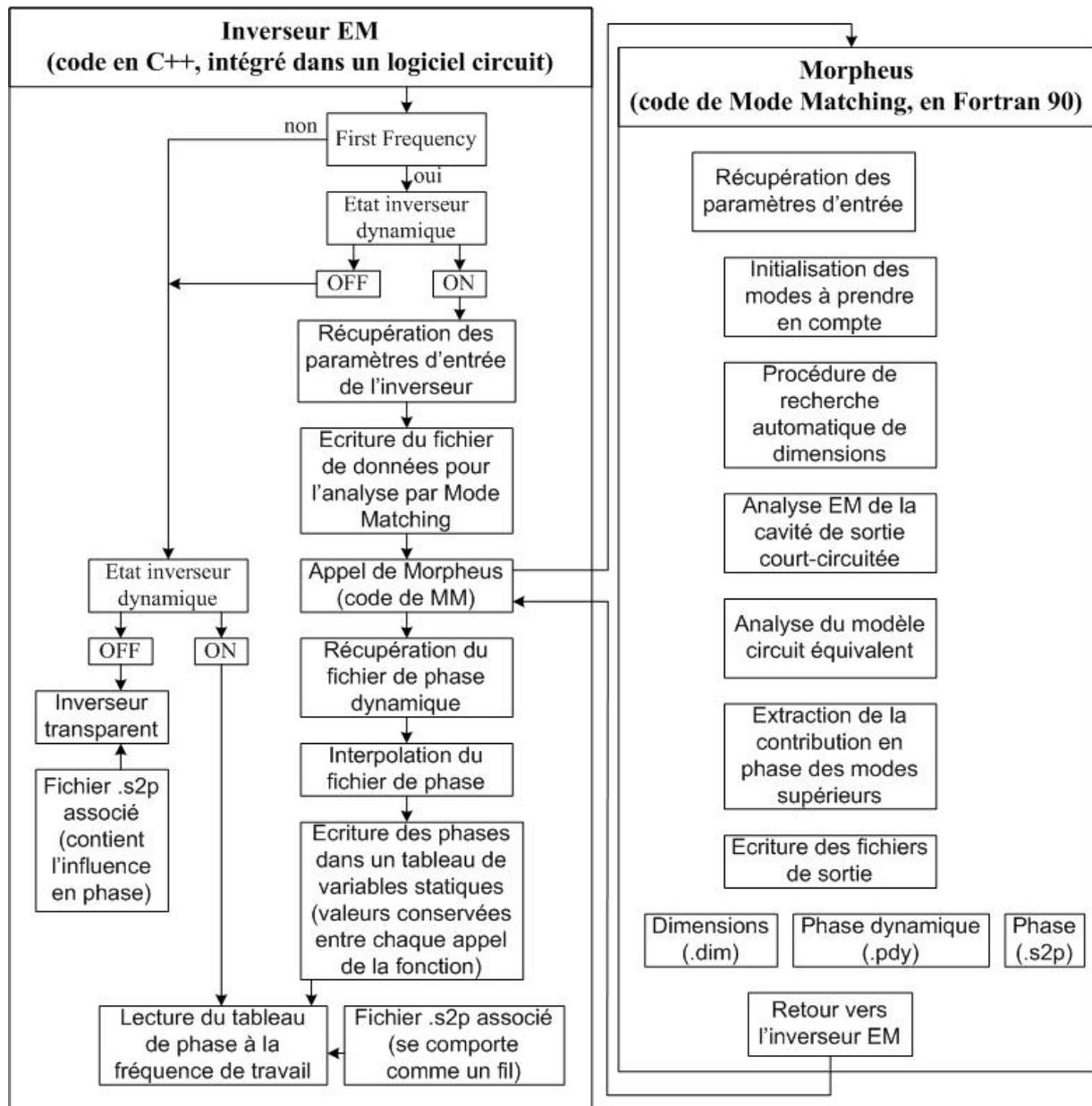


Figure III.27 : Organigramme de fonctionnement de l'inverseur dynamique

Le modèle d'inverseur dynamique électromagnétique ainsi implémenté est accessible depuis le logiciel de circuit Jomega. Il se présente comme un élément standard de la bibliothèque de composants comme présenté sur la figure III-28. L'appel et l'exécution de l'ensemble des codes relatifs à l'inverseur dynamique ne prennent que quelques secondes (dépend du nombre de modes utilisés), ce qui reste tout à fait acceptable pour une phase d'optimisation avec le logiciel circuit.

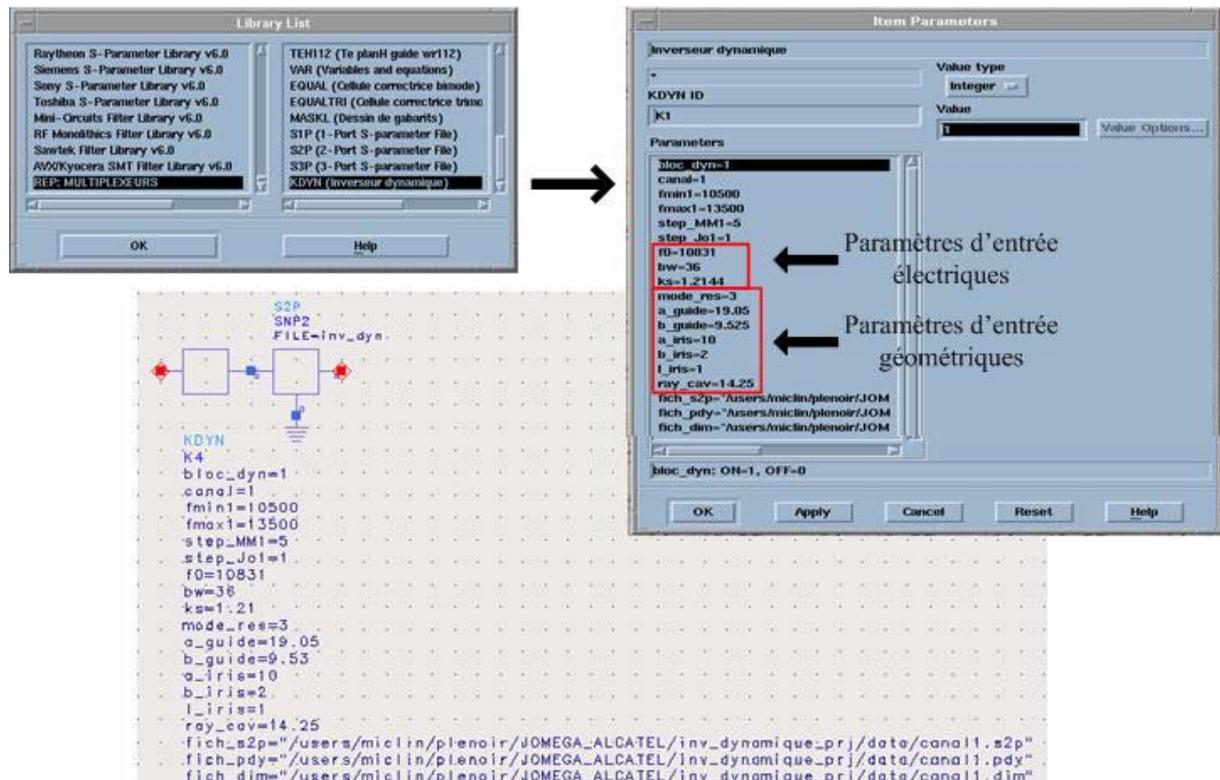
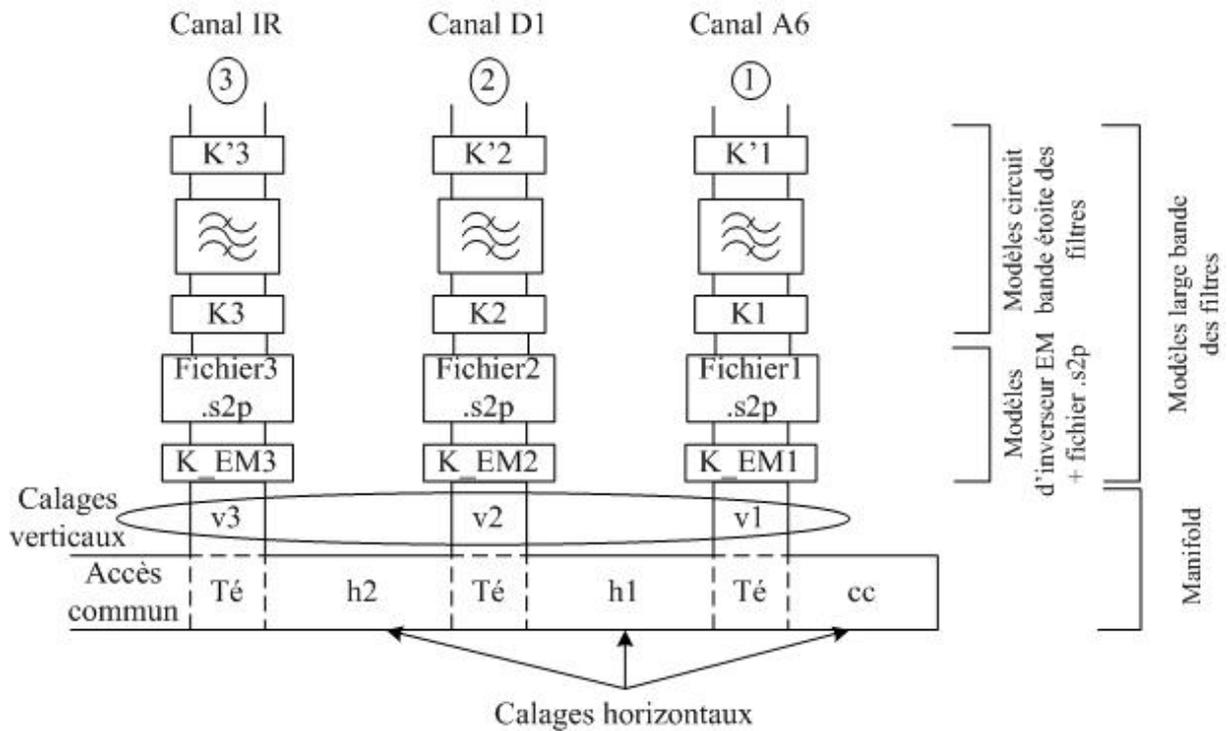


Figure III.28 : Inverseur dynamique intégré dans le logiciel de circuit

## II.5 CONCEPTION D'UN MULTIPLEXEUR DE SORTIE SUR MANIFOLD A 3 CANAUX

Pour valider le principe de fonctionnement du modèle d'inverseur électromagnétique, un modèle de démonstration d'un multiplexeur sur manifold à 3 canaux large bande en bande Ku a été synthétisé. Les fréquences centrales des canaux sont choisies pour reproduire le comportement général d'un omux initial de 14 canaux. Les 3 canaux sont respectivement centrés à 10.804GHz, 11.564GHz, et 12.35GHz. Les bandes passantes équiondulation sont respectivement de 36MHz, 35MHz, et 37.7MHz. Les filtres ont une réponse de type pseudo-elliptique à 5 pôles et 2 zéros de transmission.

Un modèle d'inverseur électromagnétique est associé à chaque filtre pour reproduire de façon automatique le comportement réel large bande du filtre. La schématique complète de l'OMUX est représentée sur la figure III-29.



**Figure III.29 :** Schématique de l'OMUX 3 canaux avec inverseur dynamique

Les matrices de couplage de chaque filtre sont initialisées de manière à obtenir un coefficient de réflexion inférieur à -23 dB dans chaque bande passante. Les longueurs de calages sont quant à elles initialisées en utilisant la méthode présentée au chapitre II.

Les longueurs de calage, les termes de la matrice correspondant aux couplages par iris et aux réglages par vis sont ensuite optimisés. Les couplages d'entrée des filtres sont également optimisés avec l'inverseur dynamique, permettant ainsi de prendre en compte les déphasages dus aux modes supérieurs et à l'iris pour chaque canal.

Les paramètres des filtres (matrices de couplages) et les dimensions des longueurs de calages obtenues après la phase d'optimisation sont données par :

↪ Matrice de couplage du filtre centré à 10.804 GHz :

1.1323

1.1323

$$\begin{pmatrix} 0.2816 & 0.7167 & 0.0000 & -0.2596 & 0.0000 \\ 0.7167 & -0.0010 & 0.7964 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.7964 & 0.0000 & 0.5849 & 0.0000 \\ -0.2596 & 0.0000 & 0.5849 & 0.0000 & 0.8996 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.8996 & 0.0000 \end{pmatrix}$$

↪ Matrice de couplage du filtre centré à 11.564GHz :

1.1361

1.1361

$$\begin{pmatrix} -0.6829 & 0.8463 & 0.0000 & -0.2232 & 0.0000 \\ 0.8463 & 0.0010 & 0.7764 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.7764 & 0.0000 & 0.6030 & 0.0000 \\ -0.2232 & 0.0000 & 0.6030 & 0.0000 & 0.9027 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.9027 & 0.0000 \end{pmatrix}$$

↪ Matrice de couplage du filtre centré à 12.350GHz :

1.1361

1.1361

$$\begin{pmatrix} -0.0006 & 0.8344 & 0.0000 & -0.2597 & 0.0000 \\ 0.8344 & 0.0009 & 0.7964 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.7964 & 0.0000 & 0.5914 & 0.0000 \\ -0.2597 & 0.0000 & 0.5914 & 0.0000 & 0.8996 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.8996 & 0.0000 \end{pmatrix}$$

↪ Longueurs de calage :

◦ horizontales :

cc=25.795mm,

h1=40.23mm,

h2=31.45mm.

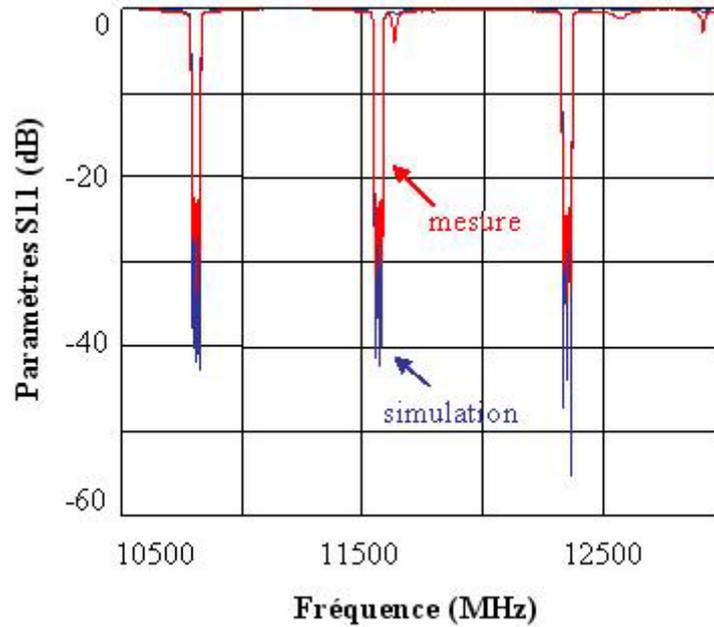
◦ verticales :

v1=19.76mm,

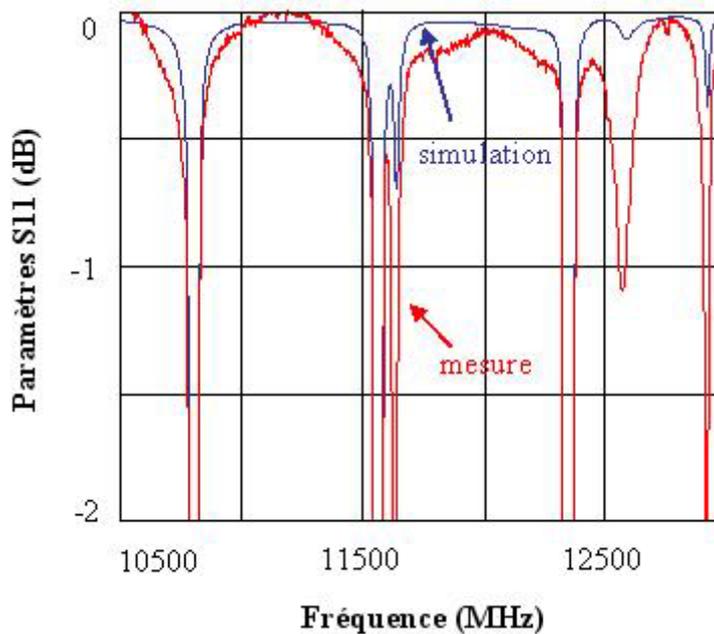
v2=9.29mm,

v3=13.68mm ;

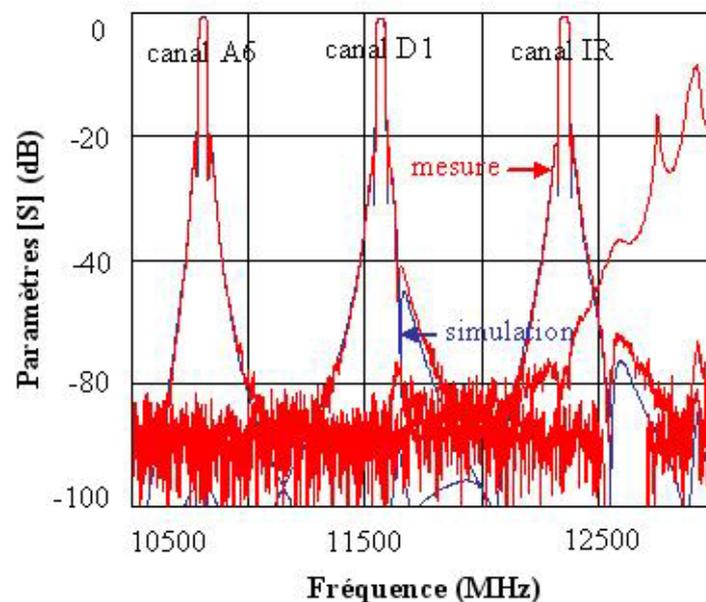
Une comparaison entre le comportement reproduit par le modèle du multiplexeur et les mesures expérimentales est présenté sur les figures III-30 à III-32.



**Figure III.30 :** Comparaison du coefficient de réflexion à l'accès commun



**Figure III.31 :** Comparaison du coefficient de réflexion à l'accès commun



**Figure III.32 :** Comparaison du coefficient de transmission

Un bon accord est observé entre le modèle hybride du multiplexeur et les mesures. De plus, la modélisation hybride donne la position exacte des zéros de transmission créés par le manifold et les résonances parasites, validant ainsi la modélisation de l'influence en phase des modes supérieurs de cavité et de l'iris.

La modélisation hybride du filtre associant le modèle circuit du filtre bande étroite au modèle électromagnétique d'inverseur permet donc de synthétiser et d'optimiser le multiplexeur de manière rigoureuse.

Le modèle développé a fait l'objet d'un transfert de compétences avec la société Alcatel Space Toulouse.

### **III. ELEMENTS DE PRE-ANALYSE PERMETTANT D'EVALUER LES LIMITES DE FAISABILITE D'UN MULTIPLEXEUR SUR MANIFOLD**

Dans la conception des multiplexeurs sur manifold, tous les canaux influent les uns sur les autres. De nombreuses interactions se produisent entre les différentes voies, et des phénomènes parasites peuvent alors apparaître sur la réponse de l'OMUX. Ce sont par exemple, des zéros de transmission venant s'inscrire sur la réponse en transmission d'un filtre, ou encore des phénomènes de résonance visibles sur le coefficient de réflexion à l'accès commun. Ces phénomènes peuvent alors perturber le bon fonctionnement de l'OMUX. Il s'est avéré, dans certains cas, que ces phénomènes deviennent particulièrement handicapants, pouvant rendre l'optimisation du dispositif difficile voire irréalisable.

L'objectif de ce travail est donc d'identifier clairement les problèmes rencontrés lors de la conception pour éviter des phases d'optimisation et des temps de calcul prohibitifs sans résultats possibles. Le concepteur pourra alors évaluer la faisabilité de réalisation d'un omux, liée au nombre de canaux, à leur répartition fréquentielle (canaux adjacents, ou répartis en sous bande),...

Pour cette étude, deux OMUX synthétisés par Alcatel Space, représentatifs des difficultés rencontrées sont analysés. Ces deux OMUX ont été optimisés avec un logiciel circuit, permettant ainsi de dimensionner l'ensemble des longueurs de segments de guide à usiner, et les couplages à réaliser pour chacun des filtres.

↳ Un OMUX 12 canaux en bande Ku, dont les plages fréquentielles sont réparties en trois sous bandes (B, D, A) est tout d'abord utilisé. La réponse idéale de cet OMUX, obtenue en connectant les différents filtres par des circulateurs est donnée sur la figure III-33.

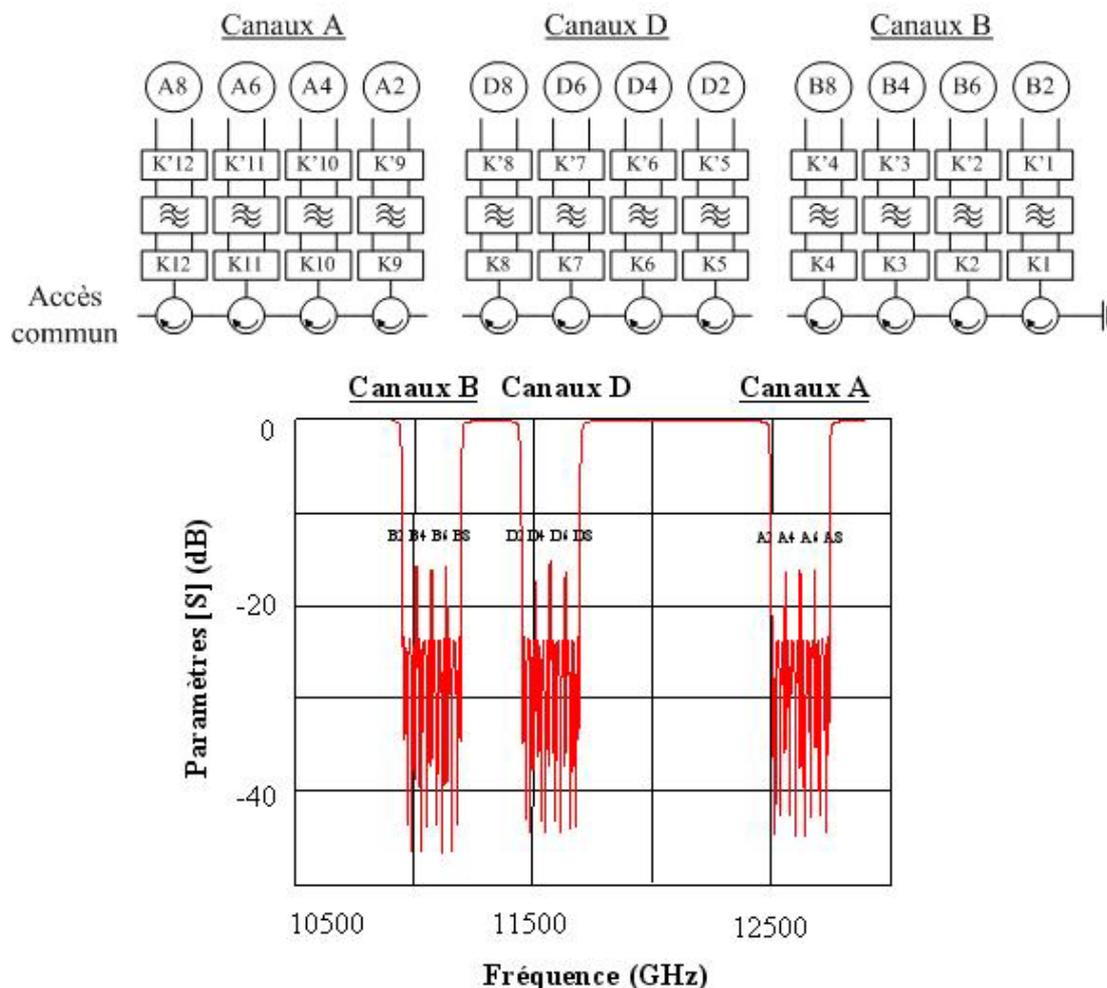
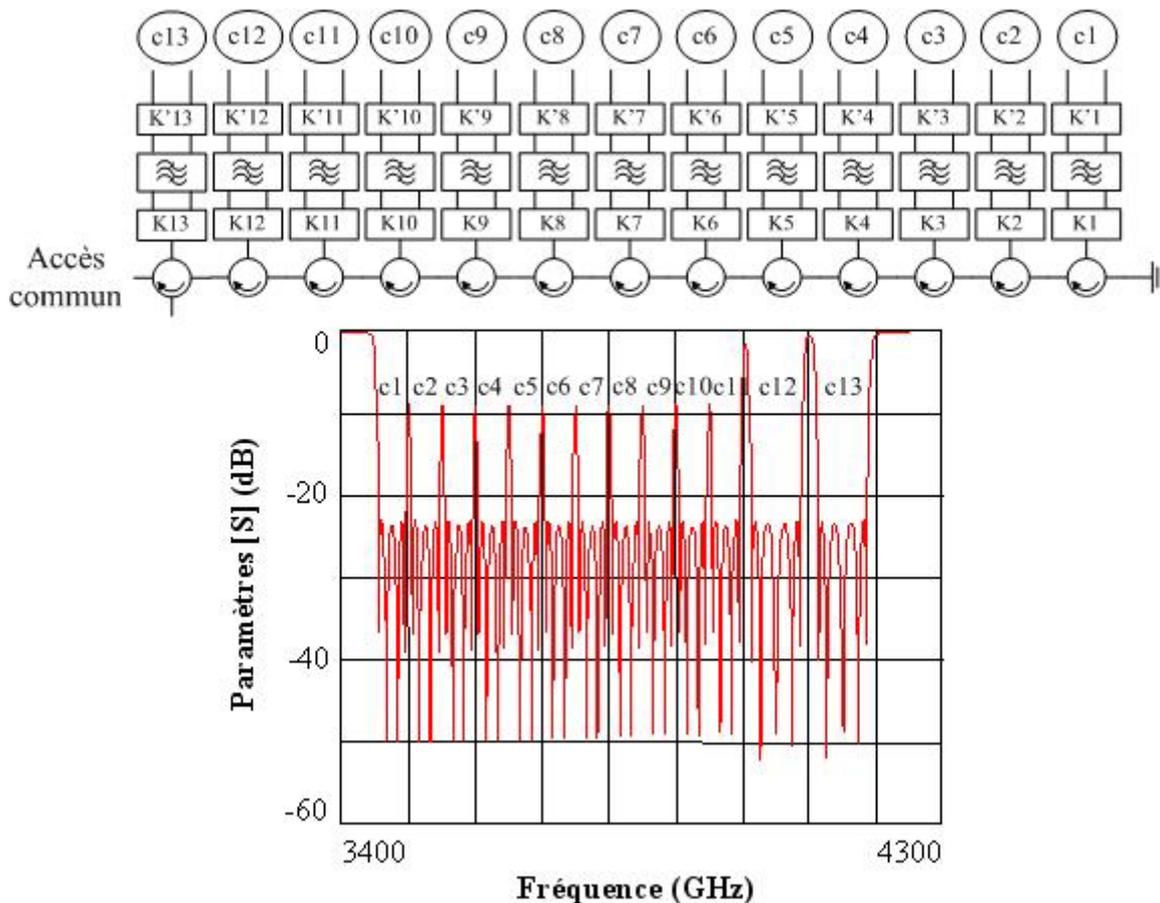


Figure III.33 : Réponse idéale de l'OMUX 12 canaux en bande Ku

↳ Un OMUX 13 canaux adjacents en bande C est également étudié. La réponse idéale de cet OMUX, obtenue en connectant les différents filtres par des circulateurs est donnée sur la figure III-34.



**Figure III.34 :** Réponse idéale de l'OMUX 13 canaux en bande C

Dans une première partie, les différents phénomènes parasites observés ainsi que les méthodes utilisées pour les identifier sont présentés, l'origine physique de ces phénomènes est alors décrite. Puis, dans une seconde partie, une procédure d'initialisation directe des segments de guide du manifold est présentée, afin d'obtenir le meilleur point de départ possible pour l'optimisation, tout en évaluant la faisabilité de conception de l'OMUX.

### III.1 IDENTIFICATION ET ORIGINE PHYSIQUE DES PHENOMENES PARASITES

Les phénomènes parasites rencontrés lors de la conception de multiplexeurs sur manifold peuvent être de deux types :

↳ Des zéros de transmission viennent s'inscrire sur la réponse en transmission des filtres, entre l'accès commun, et l'entrée du filtre considéré. Ces phénomènes sont identifiés sous le nom de pics manifold.

↳ Des pics de résonance parasites visibles sur le coefficient de réflexion à l'accès commun peuvent perturber le bon fonctionnement de l'OMUX.

Une description de chacun de ces phénomènes est tout d'abord effectuée, puis les méthodes d'identification mises en place afin de connaître les paramètres influents sont présentées.

### III.1.1. LES PICS MANIFOLD

La schématique globale représentative de l'OMUX 12 canaux en bande Ku donnée sur la figure III-35, met en évidence la répartition des différents canaux le long du manifold.

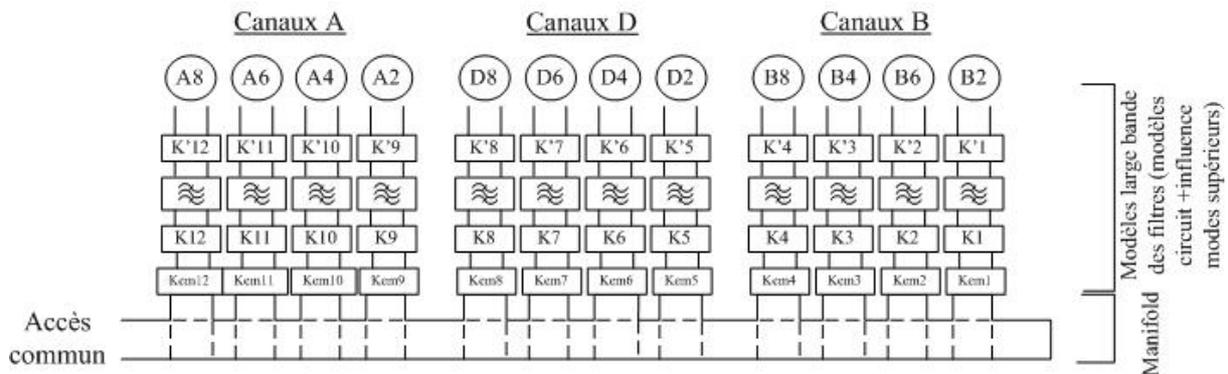
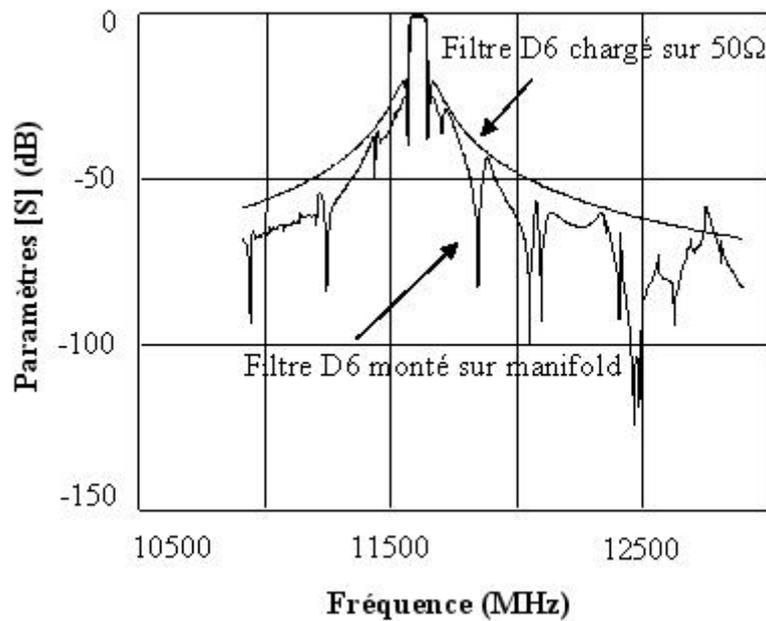


Figure III.35 : Schématique de l'OMUX 12 canaux en bande Ku

#### III.1.1.1 Description du problème rencontré

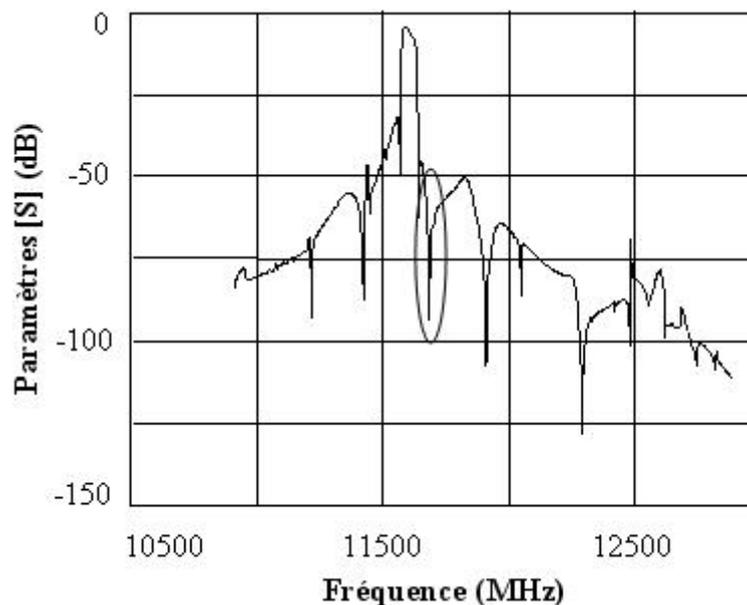
Considérons, par exemple, la réponse du filtre D6 connecté sur des ports 50 ohms, celle-ci présente deux zéros de transmission autour de la bande passante du canal. Ceci provient de la fonction de filtrage utilisée (fonction de type pseudo elliptique) qui permet d'obtenir une meilleure réjection. En comparant cette réponse à celle du filtre D6 une fois monté sur le manifold, il est possible d'observer sur la figure III-36 de nombreux zéros de transmission parasites venant s'inscrire sur le coefficient de transmission du canal considéré.

Ces zéros de transmission étant causés par le manifold, ils sont appelés pics manifold.



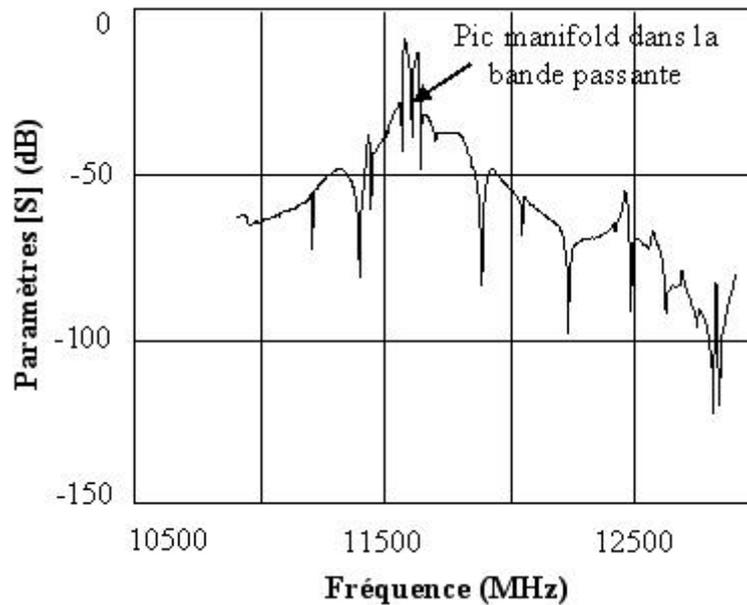
**Figure III.36 :** Comparaison entre la réponse du filtre chargé sur 50 ohms et monté sur manifold

Ces pics manifold sont fortement gênants lorsqu'ils sont trop proches de la bande d'un canal, comme le montre la figure III-37. Ils ont alors tendance à dissymétriser fortement la réponse en fréquence.



**Figure III.37 :** Pic manifold proche de la bande passante du filtre

Le problème est encore plus critique si un pic manifold se retrouve, comme sur la figure III-38, en milieu de bande passante d'un filtre. Dans ce cas, la transmission du canal considéré se trouve complètement dégradée.



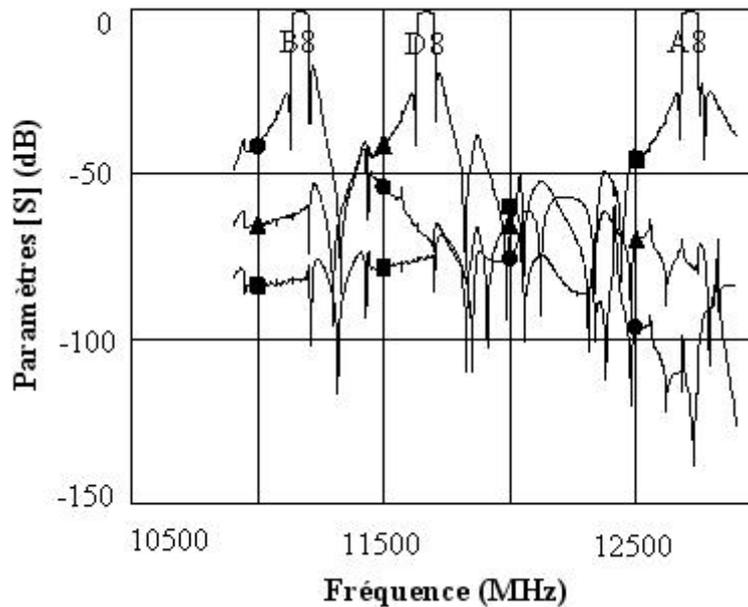
**Figure III.38 :** Pic manifold dans la bande passante du filtre

Généralement, la position et le nombre de ces zéros de transmission parasites ne sont pas maîtrisés par le concepteur lors de la phase d'optimisation. Il peut donc devenir très difficile d'éloigner un pic d'un canal, il peut même arriver que l'écart fréquentiel entre deux pics manifold soit insuffisant pour arriver à placer un canal.

La présence de ces zéros de transmission parasites a fait l'objet de nombreuses observations. Tout d'abord, sur un même manifold, les canaux proches de l'accès commun sont plus soumis aux pics manifold que les canaux proches du court-circuit. La distance séparant un canal du court-circuit semble donc un point essentiel lié à la présence des pics manifold. Pour la conception d'OMUX avec un nombre important de canaux (supérieur à 10), où les dimensions de manifold deviennent conséquentes, les pics manifold peuvent devenir très contraignants.

D'autre part, le coefficient de transmission entre l'accès commun et l'entrée d'un canal ne présente pas de pics manifold dans les plages fréquentielles (bandes passantes) des canaux placés entre le court-circuit et le canal considéré. Par exemple, dans la configuration

de l'OMUX 12 canaux, la sélectivité du canal B8 n'est pas perturbée par les pics manifold dans les plages de fréquence des canaux B2, B4, B6. De la même façon, le canal D8 n'est pas perturbé par les pics manifold dans les plages de fréquence des canaux B, D2, D4, D6. Enfin, le canal A8 n'est pas perturbé par les pics manifold dans les plages de fréquence des canaux B, D, A2, A4, A6. En dehors de ces plages fréquentielles, des pics manifold peuvent être observés. Les transmissions des canaux B8, D8 et A8 vers l'accès commun sont tracés sur la figure III-39.



**Figure III.39 :** Absence de pics manifold dans les plages fréquentielles des canaux arrières (vers le court-circuit)

Enfin, il peut arriver qu'un ensemble de canaux soit marqué par un pic manifold à un même point de fréquence.

### *III.1.1.2 Identification des pics manifold*

L'analyse de l'OMUX (obtenue à partir de la schématique complète) permet de visualiser les pics manifold. Cependant, cette structure ne permet pas d'en identifier simplement l'origine. Une technique consistant à segmenter l'OMUX, et permettant ainsi d'obtenir des structures de tests simplifiées est alors utilisée.

Deux parties distinctes de l'OMUX sont à l'origine des pics manifold. Ils peuvent être créés soit par l'ensemble des filtres et des longueurs de guide situés entre le canal considéré et le court-circuit (charge arrière), soit par les canaux amont montés sur leur té coté accès commun (canaux amont), comme indiqué sur la figure III-40.

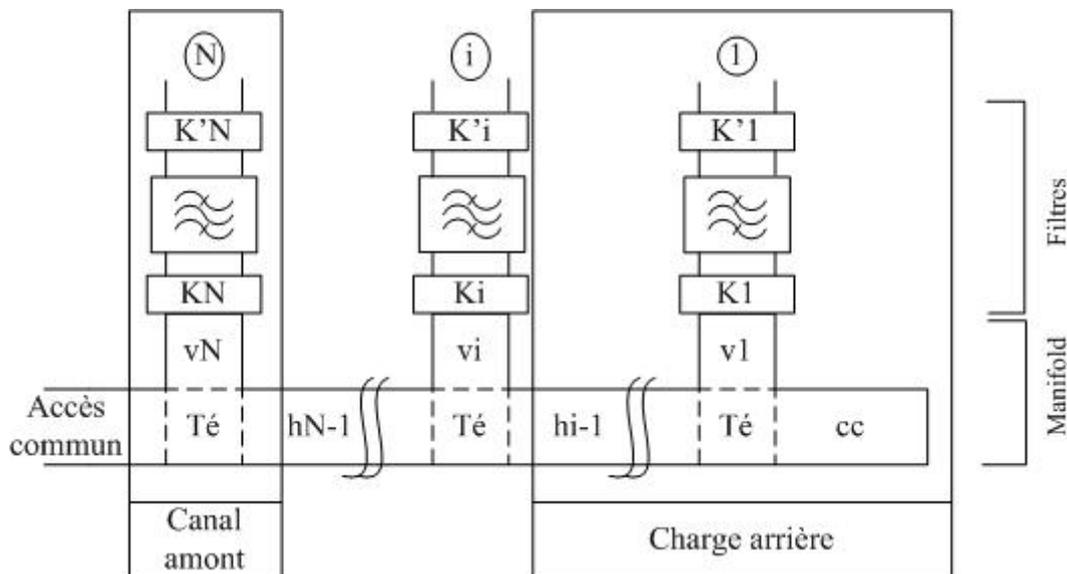


Figure III.40 : Parties de l'OMUX à l'origine des pics manifold

↳ Pics manifold créés par la charge arrière

En considérant par exemple, la transmission aux bornes du té du canal D6, après avoir retiré de l'OMUX le filtre du canal D6 et les canaux amont, comme le montre la figure III-41, il est possible de s'apercevoir que la charge placée derrière le té d'un canal (filtres et segments de guide) peut être à l'origine de ces pics manifolds.

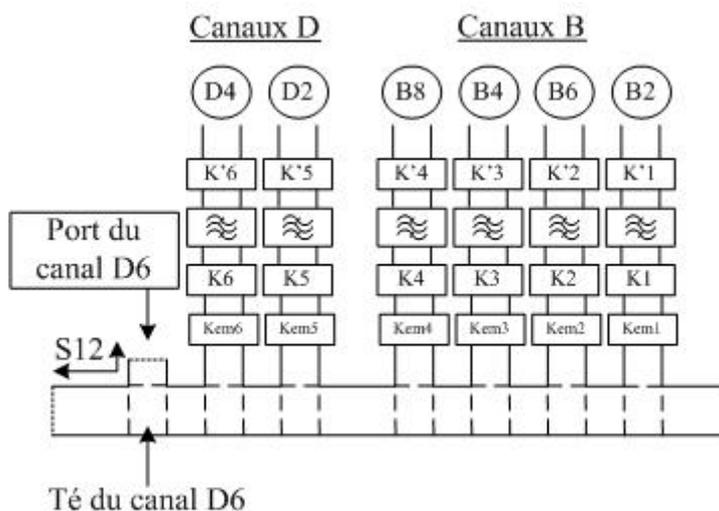
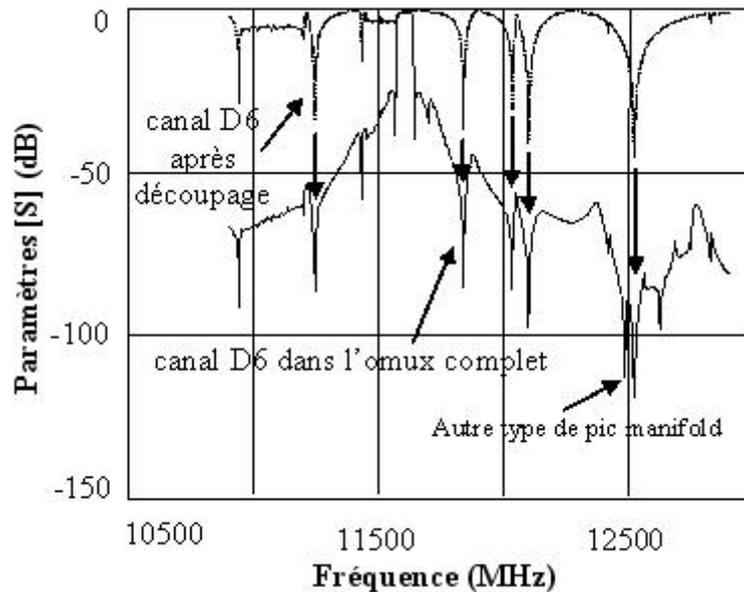


Figure III.41 : Segmentation de l'OMUX pour identifier l'origine des pics manifold

En effet, la comparaison du coefficient de transmission du canal D6 sur l'OMUX complet, avec le coefficient de transmission aux bornes du té montre sur la figure III-42 que l'emplacement des zéros de transmission est le même entre les deux structures étudiées.

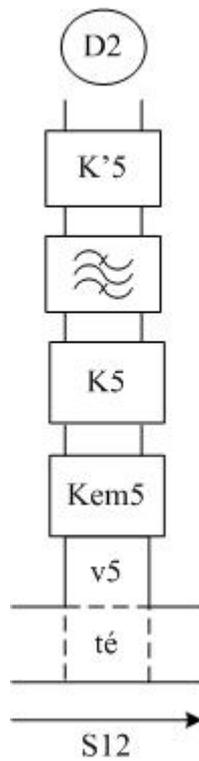


**Figure III.42 :** Transmission aux bornes du té : le filtre et les canaux amonts sont enlevés

Si des zéros de transmission visibles sur la réponse du filtre dans la schématique globale de l'OMUX ne sont pas présents sur la transmission du té du canal après segmentation de l'OMUX, il s'agit alors du deuxième type de pics manifold, créés par les canaux amonts. Un exemple est donné sur la figure III-42.

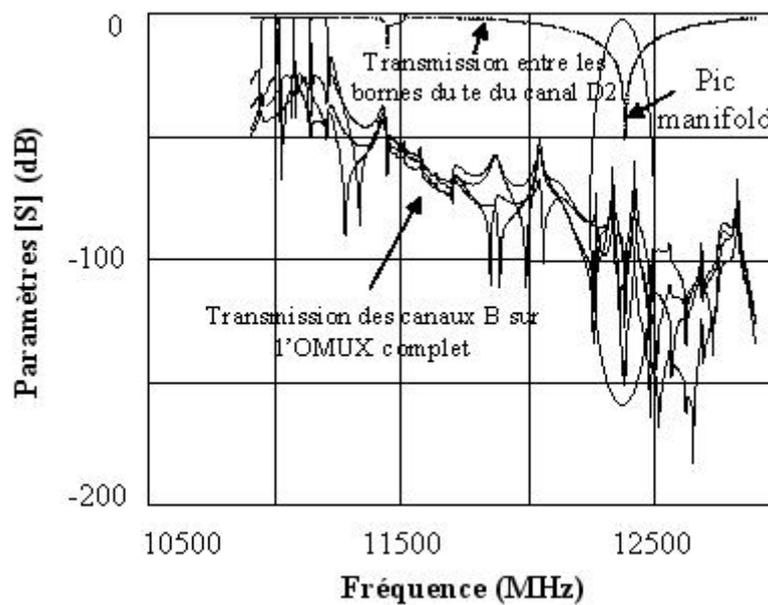
#### ↳ Pics manifold créés par un canal amont

Il s'agit dans ce cas de la deuxième origine possible de pics manifold, due aux canaux coté accès commun (canaux amonts). Les pics manifold créés par ces canaux amonts ont la particularité d'être visibles, à une fréquence donnée, sur un groupe de canaux. En observant par exemple le coefficient de transmission aux bornes du té du canal D2 isolé comme sur la figure III-43, il est possible d'observer la présence d'un zéro de transmission qui se répercute sur la réponse de tous les canaux situés entre le court circuit et le canal D2, comme le montre la figure III-44. Dans le cas du multiplexeur 12 canaux, ce pic manifold est donc visible sur la réponse de l'ensemble des canaux B.



**Figure III.43 :** Canal D2 monté sur un té

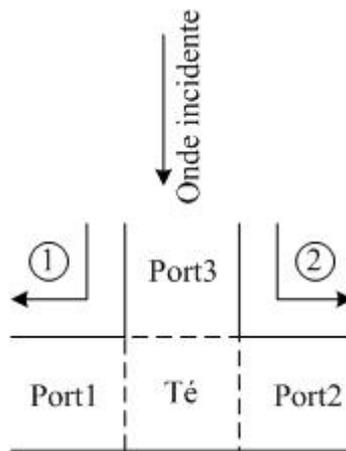
Cette branche de l'OMUX se comporte donc comme un filtre stop bande dans une certaine plage fréquentielle.



**Figure III.44 :** Pic manifold créé par le canal D2

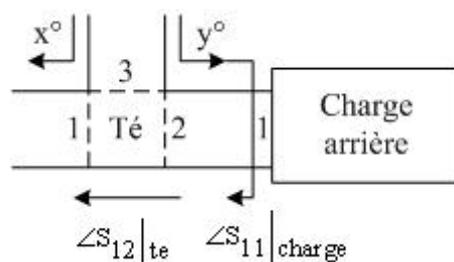
### III.1.1.3 Explication physique sur l'origine des pics manifold créés par la charge arrière

Pour comprendre l'origine physique de ces zéros de transmission parasites, une approche simplifiée sur le comportement d'une onde électromagnétique dans le manifold est utilisée. La présence des pics manifold est liée à l'utilisation de té pour connecter les filtres au guide d'onde commun. En effet, lorsque l'onde électromagnétique arrive sur le té, elle se partage en 2, comme le montre la figure III-45.



**Figure III.45 :** Partage de l'onde au niveau du té

Considérons alors le circuit présenté sur la figure III-41, utilisé pour identifier la présence de pics manifold, qui peut être schématisé par la figure III-46.



**Figure III.46 :** Origine des pics manifold

L'onde électromagnétique incidente peut se propager de deux façons pour rejoindre l'accès commun :

- ↪ Soit par le chemin direct ①,
- ↪ Soit par le chemin ② avec réflexion sur le court-circuit.

Au final, l'onde résultante correspond à la superposition de ① et ②. Quand ces 2 ondes sont en opposition de phase, des phénomènes destructifs se produisent, entraînant alors un pic manifold. Un lien a pu être constaté entre la réponse du té et la charge arrière.

En prenant le cas d'un té plan E, la relation suivante peut être établie :

$$\angle S_{13}|_{\text{té}} = \angle S_{23}|_{\text{té}} + 180^\circ \quad (\text{III-19})$$

où  $\angle S_{13}|_{\text{té}}$  et  $\angle S_{23}|_{\text{té}}$  sont les phases des paramètres [S] du té libre.

L'écart de  $180^\circ$  est dû au changement d'orientation du champ électrique  $\vec{E}$  dans les accès.

La transmission aux bornes du té connecté à la charge arrière peut se faire :

↪ Par le chemin direct :

$$\angle S_{31}|_{\text{direct}} = x^\circ \quad (\text{III-20})$$

↪ Par le chemin avec réflexion sur le court-circuit :

$$\begin{aligned} \angle S_{31}|_{\text{réflexion}} &= y^\circ + \angle S_{11}|_{\text{charge}} + \angle S_{12}|_{\text{té}} \\ \angle S_{31}|_{\text{réflexion}} &= x^\circ + 180^\circ + \angle S_{11}|_{\text{charge}} + \angle S_{12}|_{\text{té}} \end{aligned} \quad (\text{III-21})$$

Quand l'écart de phase entre le chemin direct et le chemin avec réflexion vaut  $180^\circ$ , un pic manifold est observé :

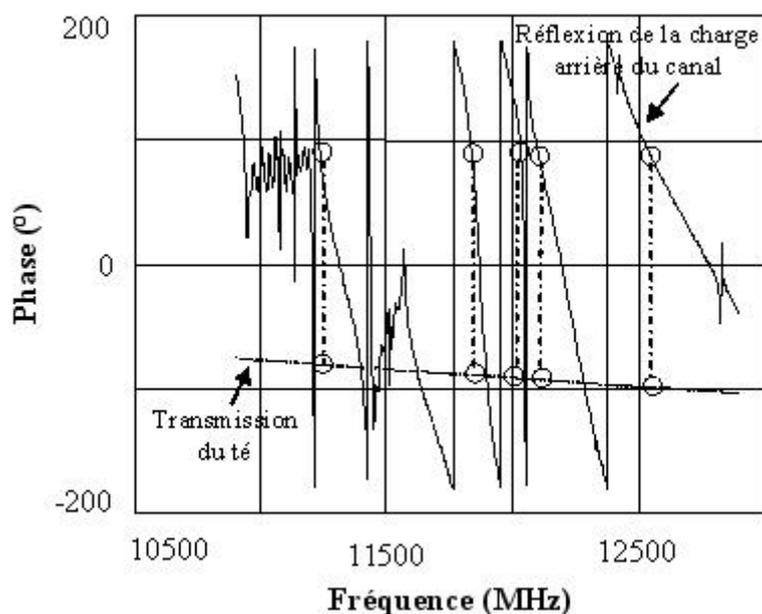
$$\begin{aligned} \Delta\varphi &= \angle S_{31}|_{\text{direct}} - \angle S_{31}|_{\text{réflexion}} \\ \Delta\varphi &= x^\circ - [x^\circ + 180^\circ + \angle S_{11}|_{\text{charge}} + \angle S_{12}|_{\text{té}}] \end{aligned} \quad (\text{III-22})$$

$$\text{si } \angle S_{11}|_{\text{charge}} = -\angle S_{12}|_{\text{té}}$$

$$\text{alors } \Delta\varphi = 180^\circ$$

entraînant la présence d'un pic manifold.

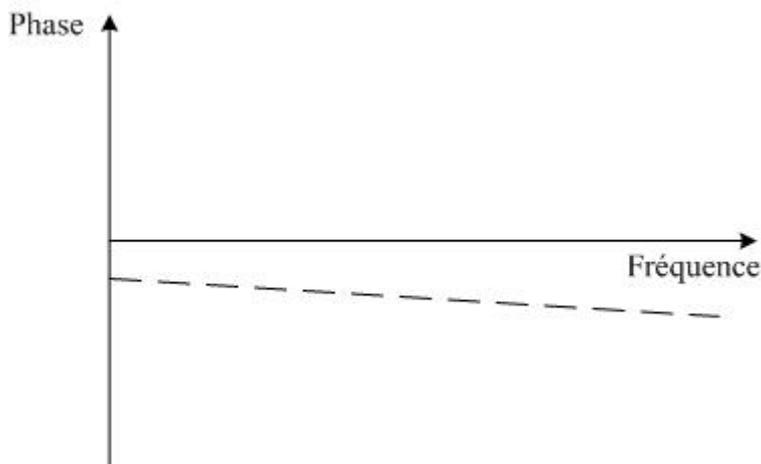
Sur la figure III-47, la phase en réflexion de la charge arrière  $\angle S_{11}|_{\text{charge}}$  du canal considéré, ainsi que la transmission du té  $\angle S_{12}|_{\text{té}}$  sont tracées. Pour les pics manifold dont l'emplacement fréquentiel est donné sur la figure III-42, l'étude des phases permet de vérifier que  $\angle S_{11}|_{\text{charge}} = -\angle S_{12}|_{\text{té}}$ .



**Figure III.47 :** Réponse de la charge arrière et de la transmission du té

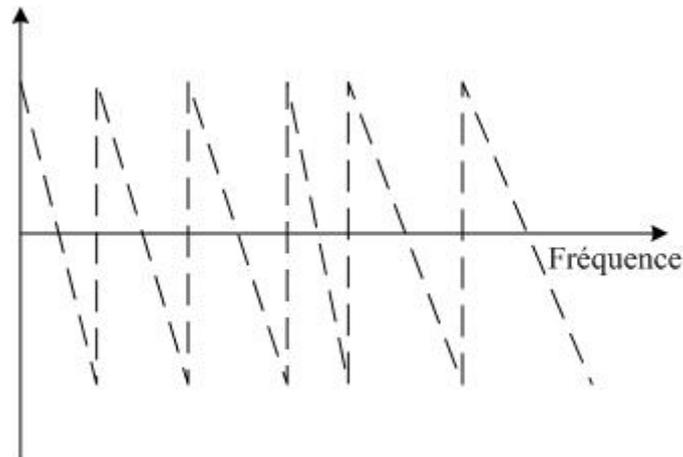
Un lien étroit existe entre pics manifold et adaptation d'un canal. En effet, lorsque les ondes ① et ② se retrouvent en phase, elles se recombinaient de façon constructive, et c'est dans ces conditions que le filtre sera le mieux adapté. La condition pour adapter un canal est donc celle opposée au pic manifold.

Lorsque le canal est proche du court-circuit, la longueur séparant le canal du court-circuit est assez courte, et la longueur électrique varie assez lentement sur une large plage de fréquence. La variation en phase de la charge arrière est donc assez lente comme le montre la figure III-48, ce qui n'entraîne que peu de pics manifold. Les conditions d'adaptation du canal sont valables sur une plage de fréquence assez large autour de la fréquence centrale du canal (plage fréquentielle sans pics manifold).



**Figure III.48 :** Variation de la phase de la charge arrière d'un canal proche du court-circuit

En revanche, en s'éloignant du court-circuit, la longueur séparant le canal du court-circuit devient très importante. La longueur électrique varie alors très rapidement sur une faible plage de fréquence, comme présenté sur la figure III-49. Les conditions d'adaptation du canal sont valables à la fréquence centrale du canal, mais changent très rapidement pour les fréquences voisines. Il peut alors s'avérer impossible d'obtenir une plage fréquentielle suffisamment large, sans pics manifold, pour pouvoir placer un canal.



**Figure III.49 :** Variation de la phase de la charge arrière d'un canal éloigné du court-circuit

La longueur de manifold semble donc être une grandeur limite pour augmenter le nombre de canaux sur un OMUX.

Il est également possible d'expliquer pourquoi un canal n'est pas touché par les pics manifold dans certaines plages fréquentielles. Aux fréquences correspondantes aux bandes passantes des canaux placés coté court-circuit, la partie de l'onde qui va vers le court-circuit, ne se combine pas avec celle qui prend le chemin direct. En effet, elle remonte vers le canal qui laisse passer ces fréquences. Comme il n'y a plus de recombinaison de l'onde par les deux chemins, il n'y a plus de pics manifolds. Ceci justifie bien le fait que les problèmes de pics manifold sont liés à des phénomènes de recombinaisons de l'onde électromagnétique au niveau des tés.

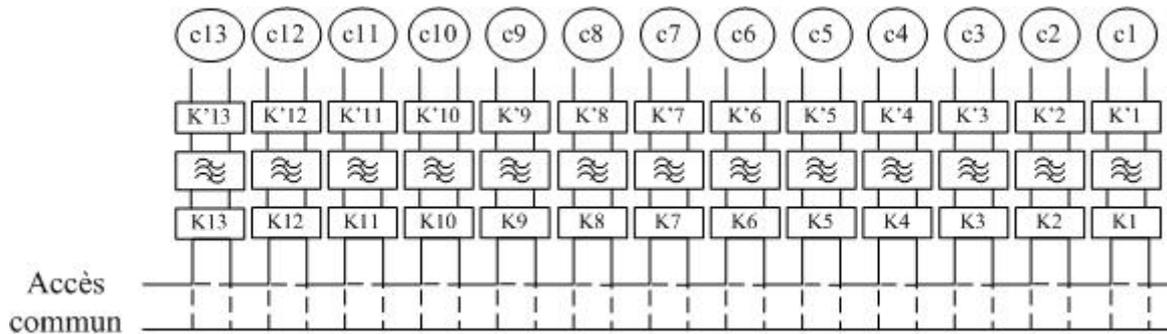
### **III.1.2. LES PICS DE RESONANCE**

Des pics de résonance parasites visibles au niveau du coefficient de réflexion à l'accès commun peuvent dégrader la réponse d'un OMUX, voire empêcher une optimisation correcte.

Une analyse circuit, et/ou une analyse électromagnétique peuvent être utilisées pour mettre en évidence ce phénomène de résonance dans le manifold.

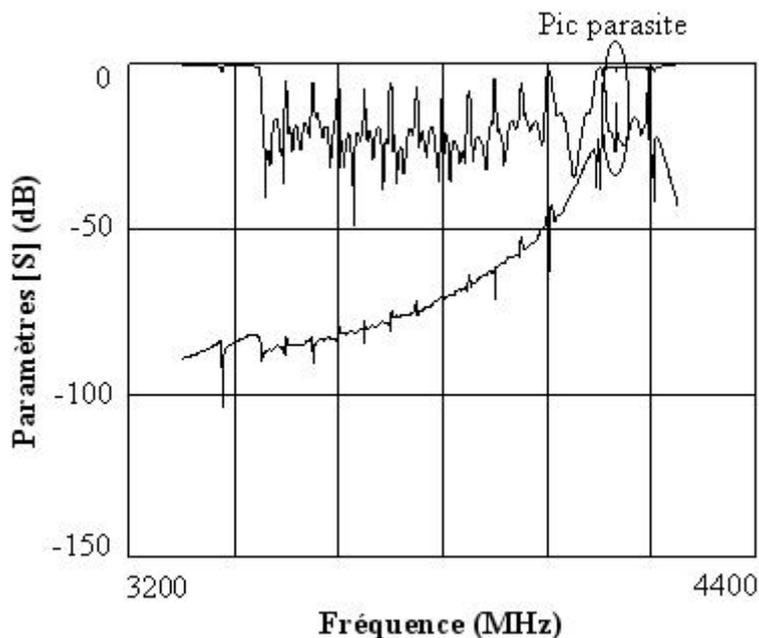
### III.1.2.1 Etude circuit

L'OMUX à 13 canaux adjacents en bande C, dont la schématique est présentée sur la figure III-50 est considérée comme irréalisable.



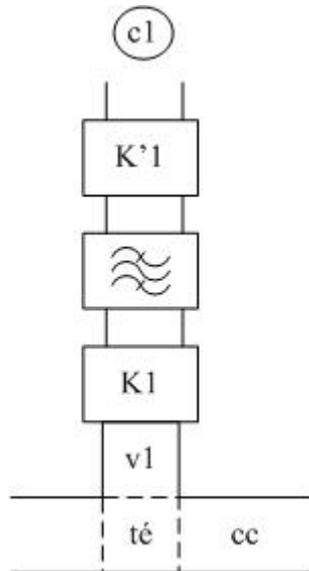
**Figure III.50** : Schématique de l'OMUX 13 canaux

En effet, comme le présente la figure III-51, un pic parasite, différent des pics manifold est visible sur le coefficient de réflexion à l'accès commun dans la bande de fréquence du canal c13. Ce pic se répercute sur le coefficient de transmission du même canal, dégradant alors ses performances électriques.

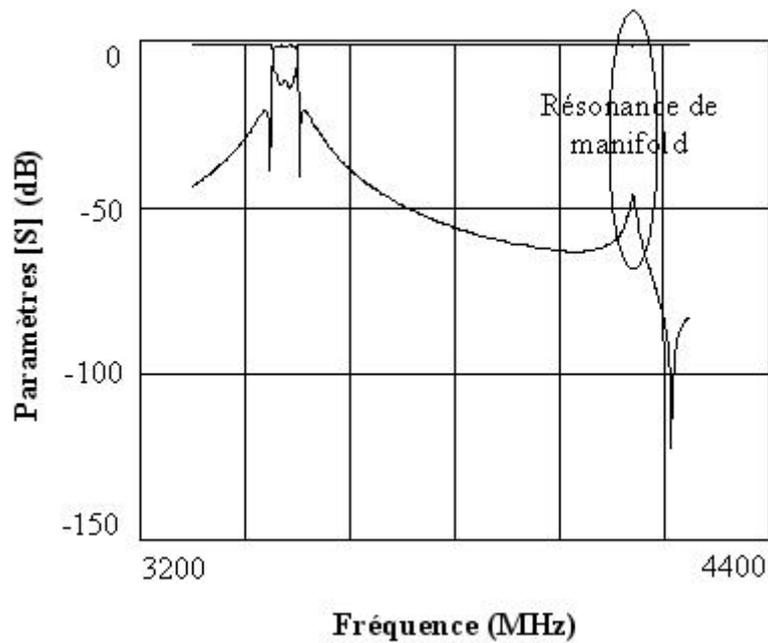


**Figure III.51** : Pic parasite présent sur la réponse de l'OMUX 13 canaux

L'origine de ce problème est mise en évidence en segmentant le manifold. En effet, en considérant uniquement le canal c1 et le court-circuit comme présenté sur la figure III-52, il est possible d'observer sur la réponse de cette structure sur la figure III-53, la présence d'un pic de résonance parasite à la fréquence centrale du canal c13.



**Figure III.52 :** OMUX segmenté



**Figure III.53 :** Réponse de l'OMUX segmenté

La présence de ce pic parasite sur le canal c13 peut alors s'expliquer. En effet, la partie de l'onde qui va vers le court-circuit, ne se réfléchit pas pour venir se recombinaison avec l'onde qui a pris le chemin direct, mais un phénomène de résonance s'établit au niveau du court-circuit, entre le court-circuit et l'iris du canal  $C_1$ . Ce qui engendre une chute de la transmission à ces fréquences.

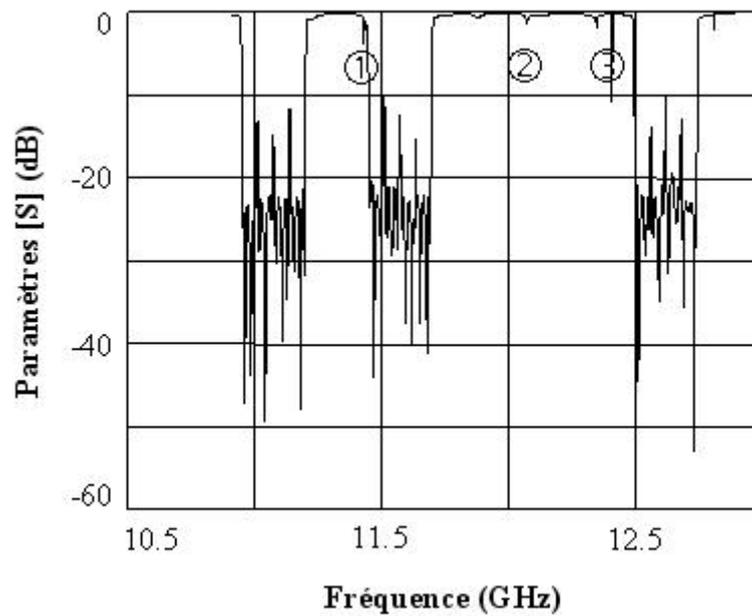
Ces phénomènes de résonance parasites s'installant dans le manifold, il est très difficile d'arriver à les éliminer. En effet, les longueurs de calages sont optimisées pour régler les différents canaux. La position fréquentielle des pics de résonance est alors une conséquence des longueurs de calage obtenues. Il peut être très délicat d'arriver à obtenir les dimensions de segments de guides permettant simultanément d'adapter l'ensemble des canaux, tout en décalant ces pics de résonance parasites.

### ***III.1.2.2 Etude électromagnétique***

L'objectif de cette partie est d'étudier la répartition du champ électromagnétique à l'intérieur du manifold, pour visualiser ces phénomènes de résonance. Pour cette étude, il n'est pas nécessaire de réaliser une analyse électromagnétique de la structure globale, prenant en compte tous les éléments (filtres et manifold) de l'OMUX. De plus, une telle analyse, associant l'ensemble des filtres et du manifold, n'est pas réalisable, les moyens informatiques et les puissances de calcul nécessaires pour réaliser ce calcul n'étant actuellement pas envisageables.

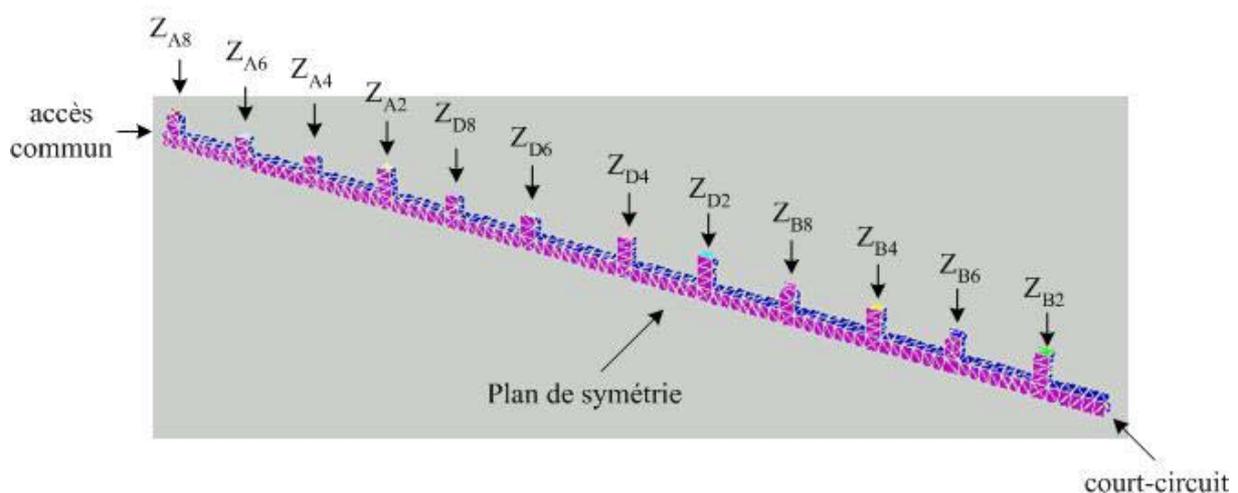
Pour modéliser correctement les phénomènes de résonance dans le manifold, une technique de chaînage basée sur la méthode des éléments finis est mise en place. Elle consiste, dans un premier temps, à réaliser une analyse électromagnétique du manifold seul (sans les filtres), puis à ramener les impédances équivalentes de chacun des filtres sur leurs ports respectifs. De cette manière, il est possible de connaître la répartition du champ EM dans le manifold, en prenant en compte l'influence des filtres, mais en réduisant considérablement les temps de calcul, puisque seule l'analyse électromagnétique du manifold est nécessaire.

Dans le cas de l'OMUX 12 canaux, le coefficient de réflexion à l'accès commun présenté sur la figure III-54 montre la présence de plusieurs pics de résonance parasites dans le manifold.



**Figure III.54 :** Coefficient de réflexion à l'accès commun de l'OMUX 12 canaux

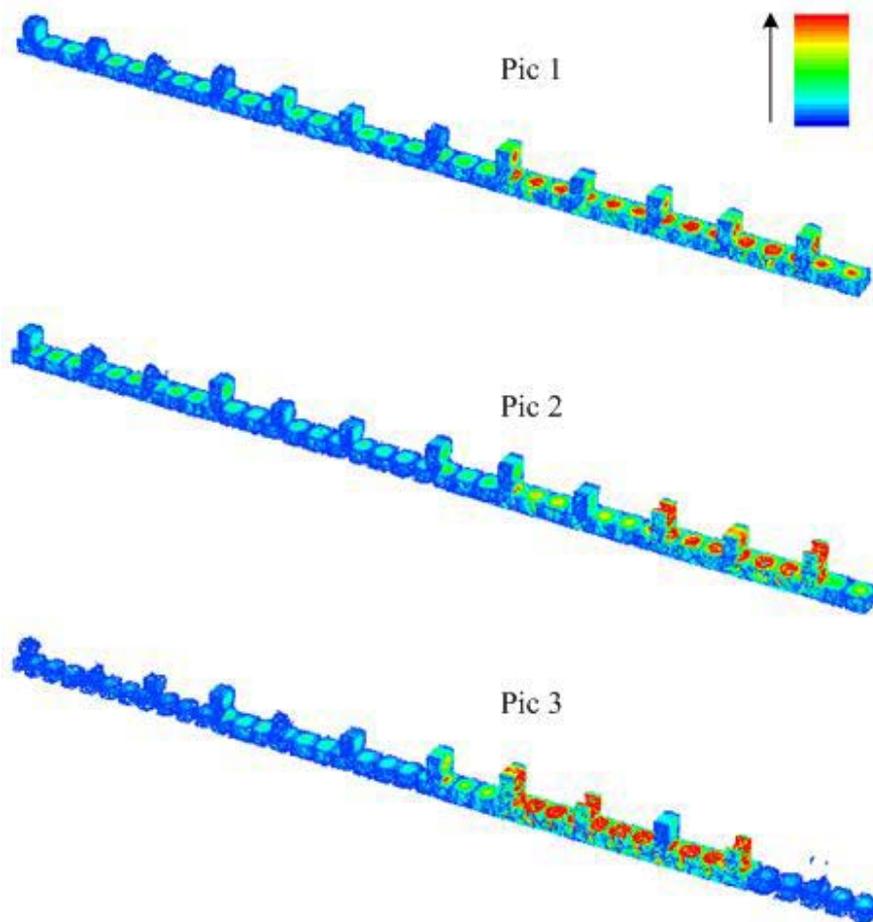
Afin de visualiser la répartition du champ EM, et ainsi identifier les phénomènes de résonance correspondants, une analyse EM du manifold est réalisée à partir des dimensions obtenues avec le logiciel circuit. Le maillage de la structure correspondante est donnée sur la figure III-55.



**Figure III.55 :** Maillage du manifold

Puis, à partir de la réponse ainsi obtenue du manifold, les impédances équivalentes de chacun des filtres sont ramenées sur les ports correspondants.

Le code éléments finis développé à l'IRCOM permet alors de calculer la répartition du champ EM dans le manifold. Divers exemples de répartition du champ, correspondant à plusieurs pics de résonance sont présentés sur la figure III-56.



**Figure III.56 :** Exemples de répartition du champ électromagnétique dans le manifold

Deux techniques permettant de visualiser les phénomènes de résonance causés par le manifold ont ainsi été mises en place. L'analyse circuit peut permettre, en découpant l'omux, de prévoir si des phénomènes de résonance risquent de se produire, l'analyse électromagnétique permet quant à elle, de les visualiser à l'intérieur du manifold.

### III.2 EVALUATION DE LA FAISABILITE D'UN MULTIPLEXEUR SUR MANIFOLD

Pour optimiser un multiplexeur, les concepteurs utilisent généralement les méthodes de synthèse présentées au chapitre II. Pour un cahier des charges donné (nombre de canaux, plage de fréquence,...), les couplages à réaliser pour chacun des filtres et les longueurs de

calages sont donc initialisés. Puis l'OMUX est directement optimisé à partir de sa schématique complète, dans laquelle tous les canaux sont pris en compte, pour reproduire les interactions entre les différentes voies. Cependant, l'initialisation des calages, par un calcul analytique, n'est pas forcément très performante. En effet, en s'éloignant du court circuit, les canaux sont de plus en plus désadaptés, car la phase d'initialisation ne prend pas en compte l'influence des filtres présents entre le canal considéré et le court-circuit. De ce fait, des pics manifold peuvent être positionnés en milieu de bande passante d'un canal.

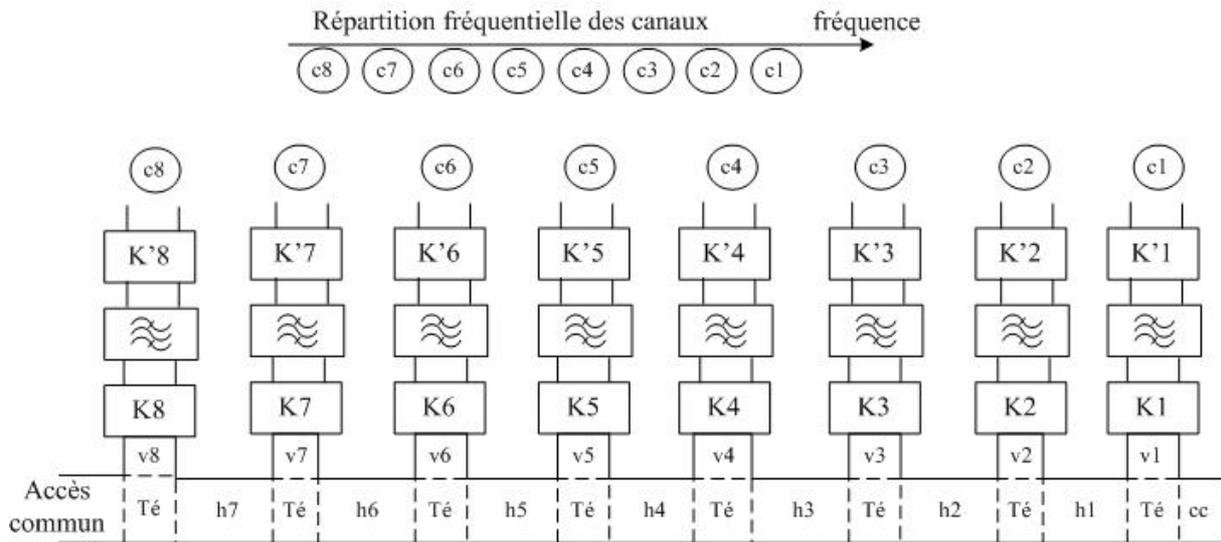
Généralement, la réponse, obtenue à partir des paramètres initiaux est donc très éloignée de la réponse objectif. Les coefficients de transmission dans les bandes passantes des canaux ne sont parfois pas identifiables, des pics manifold et des résonances parasites altérant cette première réponse. La phase d'optimisation a donc pour objectif d'adapter l'ensemble des canaux, pour obtenir une réponse en accord avec le cahier des charges.

De nombreux phénomènes parasites risquant de dégrader les performances électriques d'un omux, il est essentiel d'éviter de lancer une phase d'optimisation, s'il est possible de prévoir que celle ci sera vouée à l'échec à cause de la présence d'un nombre trop important de pics manifold, ou de phénomènes de résonances parasites.

L'objectif de ce travail est donc de mettre en place une procédure d'initialisation des calages qui permet d'évaluer la faisabilité du multiplexeur. La méthode d'initialisation doit permettre d'estimer le nombre maximum de canaux qui peuvent être assemblés, la position entre 2 pics manifold consécutifs étant le critère de mesure. D'autre part, cette technique permet de prévoir les résonances parasites, et ainsi de savoir si elles vont être gênantes. Enfin, en partant de bons paramètres initiaux, l'optimisation et la convergence des résultats se trouvera accélérée.

La technique d'initialisation mise en place consiste donc à monter les canaux un à un, et à initialiser l'ensemble des longueurs de guides en respectant tous les critères précédents. Dans le cas, où un de ces critères n'est pas respecté, le concepteur sait que la phase d'optimisation risque alors de devenir complexe, et même parfois impossible.

L'exemple d'un OMUX à 8 canaux adjacents en bande C est utilisé afin de présenter la méthode mise en place. La schématique de cet OMUX est donnée sur la figure III-57.

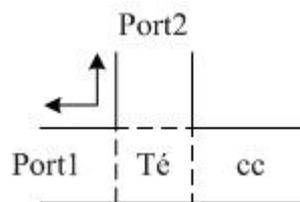


**Figure III.57 :** Schématique de l'OMUX à 8 canaux

Pour réaliser cette initialisation, les structures segmentées d'OMUX sont utilisées pour identifier les pics manifold. Les canaux sont montés un à un, en partant du court-circuit. Chaque longueur de calage horizontale et verticale fait l'objet d'une initialisation indépendante.

**III.2.1. REGLAGE DES LONGUEURS DE GUIDES HORIZONTALES ET VERTICALES DU 1<sup>ER</sup> CANAL**

La première étape de cette méthode d'initialisation consiste à optimiser les longueurs de guides horizontales cc et verticales v1 relatives au 1<sup>er</sup> canal. Afin d'initialiser la longueur de guide horizontale cc, la structure de test présentée sur la figure III-58 est étudiée.



**Figure III.58 :** Structure de test pour le réglage de la cale de court-circuit

Cette longueur de guide est réglée de façon à obtenir le coefficient de réflexion S11 minimum au milieu de la bande passante du filtre 1 qui doit être monté sur le té. Dans cet

exemple, la fréquence centrale de ce canal f1 est de 4150MHz, la longueur de guide de court-circuit cc est donc optimisée comme présenté sur la figure III-59, pour obtenir un S11 minimum à cette fréquence.

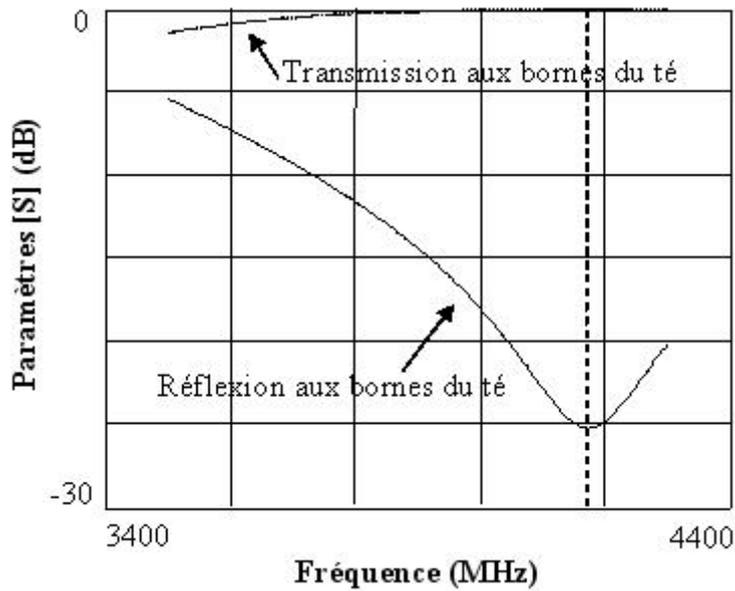


Figure III.59 : Réglage de la cale de court-circuit

La seconde étape consiste à initialiser la longueur de guide verticale v1. La structure de test correspondante est présentée sur la figure III-60.

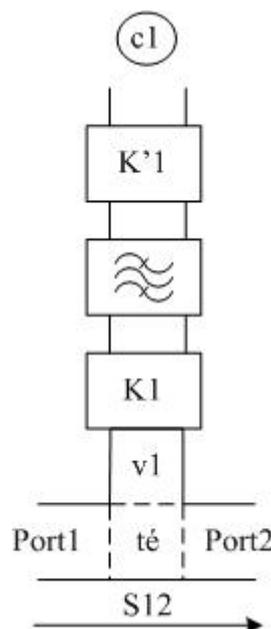
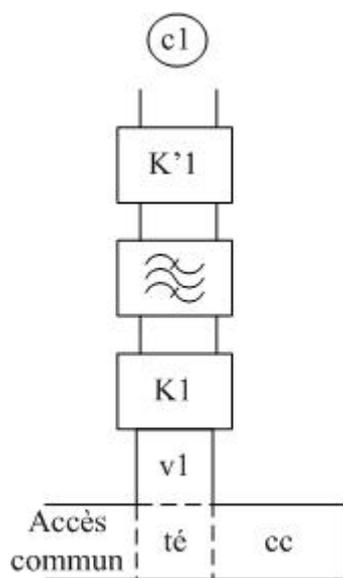


Figure III.60 : Structure de test pour le réglage de la cale verticale

La longueur de guide verticale est réglée pour obtenir un coefficient de transmission S12 maximal dans les plages de fréquences des autres canaux.

A la fin de ces 2 étapes, les longueurs de guides horizontales  $cc$ , et verticales  $v1$  associées au premier canal, coté court-circuit sont initialisées.

L'analyse de l'OMUX à un canal correspondant, comme présenté sur la figure III-61, est alors réalisée, afin de mettre en évidence, la présence (ou l'absence) de résonances parasites risquant de perturber le bon fonctionnement des autres canaux à monter.

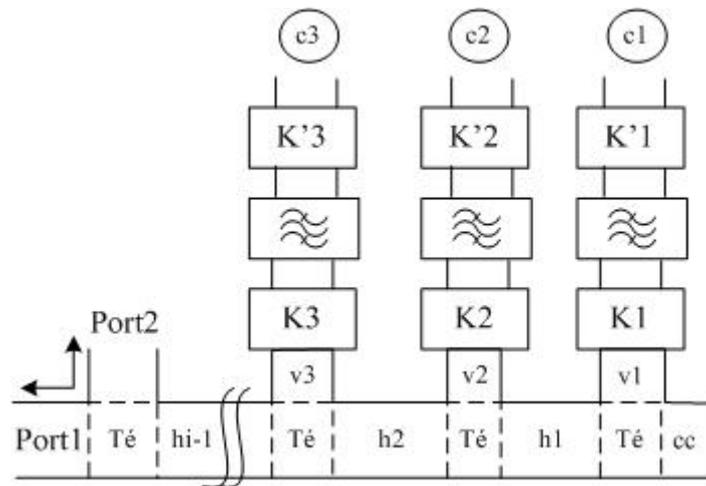


**Figure III.61 :** Structure de test de l'OMUX à un canal

### III.2.2. REGLAGE DES LONGUEURS DE GUIDES HORIZONTALES ET VERTICALES DU $i^{EME}$ CANAL

Les réglages des longueurs de guide précédents étant effectués, les longueurs de guides horizontales  $h_{i-1}$  et verticales  $v_i$  du  $i^{ième}$  filtre peuvent alors être initialisées.

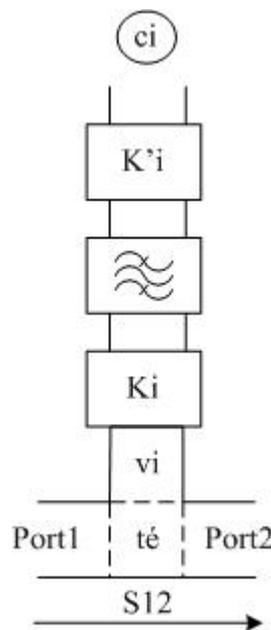
Afin d'initialiser la longueur de guide horizontale  $h_{i-1}$ , la structure de test présentée sur la figure III-62 est étudiée.



**Figure III.62 :** Structure de test pour le réglage de la cale  $h_{N-1}$

Cette longueur de guide est réglée de façon à obtenir le coefficient de réflexion  $S_{11}$  minimum au milieu de la bande passante du filtre  $i$  qui doit être monté sur le té.

La longueur de guide verticale  $v_i$  est ensuite initialisée en utilisant la structure de test présentée sur la figure III-63.



**Figure III.63 :** Structure de test pour le réglage de la cale verticale  $v_N$

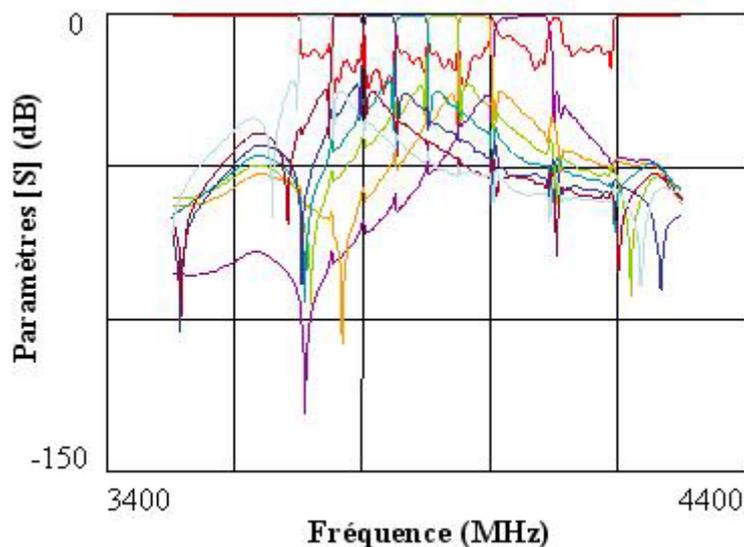
La longueur de guide verticale est réglée pour obtenir un coefficient de transmission  $S_{12}$  maximum dans les plages de fréquences des autres canaux, en particulier ceux placés entre le court-circuit et le canal considéré, soit pour les plages fréquentielles des canaux 1 à  $i-1$ .

Enfin, l'OMUX à  $i$  canaux ainsi obtenu est analysé, afin de visualiser si des phénomènes de résonance parasites interviennent dans cette partie de l'OMUX.

Ces opérations sont réitérées pour chacun des canaux, jusqu'à arriver à l'accès commun.

Cette procédure d'initialisation a été utilisée pour synthétiser l'OMUX 8 canaux, dont la schématique est présentée en figure III-57.

La réponse initiale de l'OMUX est donnée sur la figure II-64.

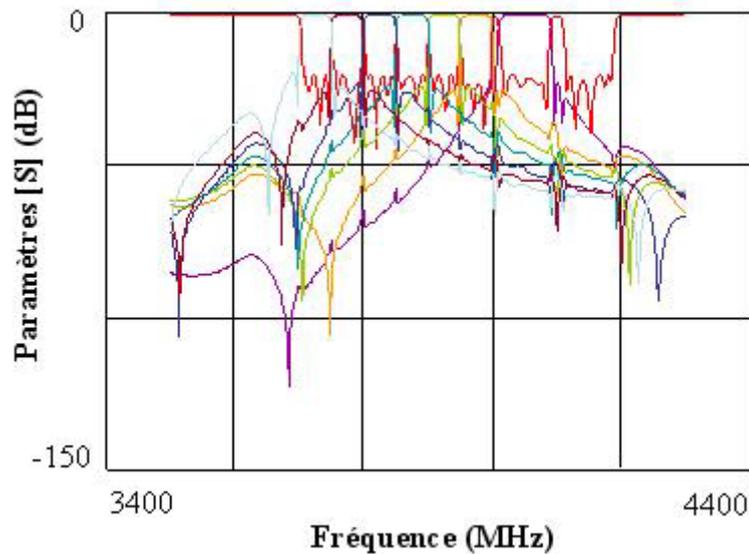


**Figure III.64 :** Réponse de l'OMUX après la procédure d'initialisation

Une adaptation des filtres inférieure à -10dB est réalisée pour l'ensemble des canaux, la réponse en transmission des différents filtres est nettement visible.

Ces cales initiales servent de point de départ pour lancer l'optimisation, et permet ainsi une optimisation rapide (quelques minutes). De plus, les cales n'ont été que très faiblement modifiées, moins de 1/10mm pour les cales horizontales, et moins de 2mm pour les cales verticales, après optimisation de l'OMUX. L'optimisation consiste essentiellement à régler les filtres.

L'intérêt de cette initialisation est d'éviter de lancer une optimisation avec un très mauvais point de départ, ce qui peut être très coûteux en temps de calcul. D'autre part, comme les cales ne sont que très faiblement modifiées, les pics manifold restent quasiment en place entre les réponses obtenues avant et après optimisation, comme présenté sur la figure III-65.



**Figure III.65 :** Réponse de l'OMUX après optimisation

Enfin, il est intéressant de noter, que dans ce cas, l'ajout d'un 9<sup>ième</sup> canal est très délicat, la méthode d'initialisation mise en place fait alors apparaître la présence de pics manifold très rapprochés, empêchant de placer un canal supplémentaire.

Un pic manifold risque alors de se positionner au milieu de la bande passante, du 9<sup>ième</sup> canal à monter, sans pouvoir y remédier, par la phase d'optimisation.

#### IV. CONCLUSION

Dans ce troisième chapitre, un modèle d'inverseur dynamique pour la modélisation et l'optimisation des multiplexeurs sur manifold a été développé. Il permet, en l'associant au modèle circuit bande étroite des filtres, de reproduire le comportement large bande du filtre, sans pour autant devoir réaliser une analyse électromagnétique globale du dispositif. Les temps de calcul se trouvent réduits, et restent donc compatibles pour la synthèse et l'optimisation des multiplexeurs sur manifold. Le modèle a été validé par la synthèse d'un OMUX de tests à 3 canaux.

Dans un second temps, différents phénomènes parasites, liés à la conception de multiplexeurs sur manifold, ont été décrits. Suivant l'origine du phénomènes, plusieurs solutions ont été proposées, afin de les identifier et d'en comprendre l'origine physique. Puis, une méthode d'initialisation des paramètres du manifold a été mise en place, afin d'évaluer les limites de faisabilité d'un OMUX.

Dans le quatrième chapitre de ce rapport, une méthodologie de conception de filtres à fonction de transfert originale va être développée. Ces filtres présentent une fonction de transfert à deux bandes passantes et trois bandes stoppées. Ils sont eux aussi, destinés à des applications spatiales, comme le sont les OMUX.

# CHAPITRE IV

*Développement de méthodologies et d'outils de  
synthèse appropriés à la conception de filtres  
complexes*



### I. INTRODUCTION

Afin de répondre à l'augmentation croissante des communications spatiales, les satellites de télécommunications modernes utilisent des plages d'allocations de fréquences et des couvertures géographiques de plus en plus complexes. En effet, si l'on considère le plan de fréquences présenté sur la figure IV.1, il peut alors être nécessaire de réaliser des couvertures géographiques à spots recombinaés, comme présenté sur la figure IV.2.

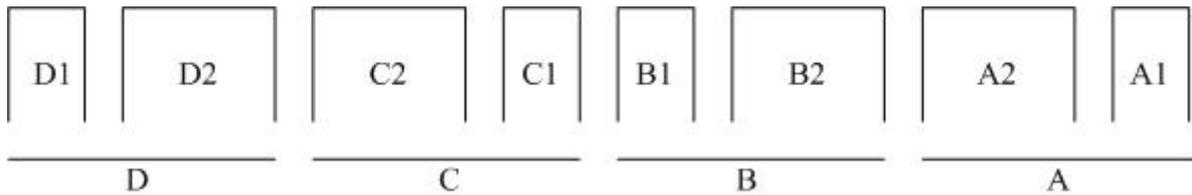


Figure IV.1 : Plan de fréquences

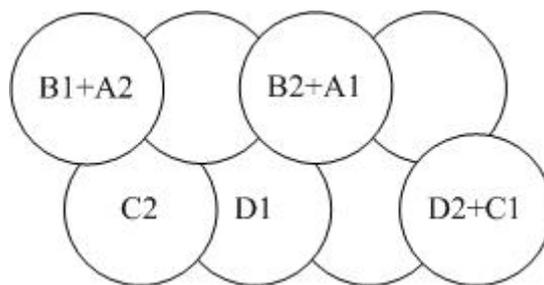


Figure IV.2 : Couverture géographique à spots recombinaés

Pour de telles applications, un exemple d'architecture de la chaîne de transmission est présenté sur la figure IV.3.

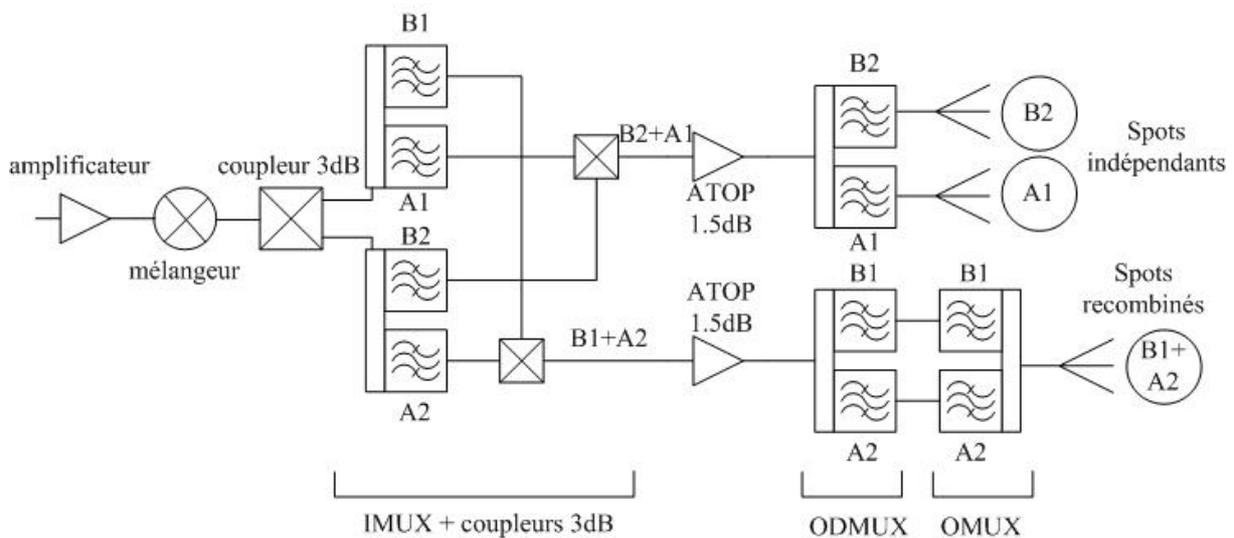
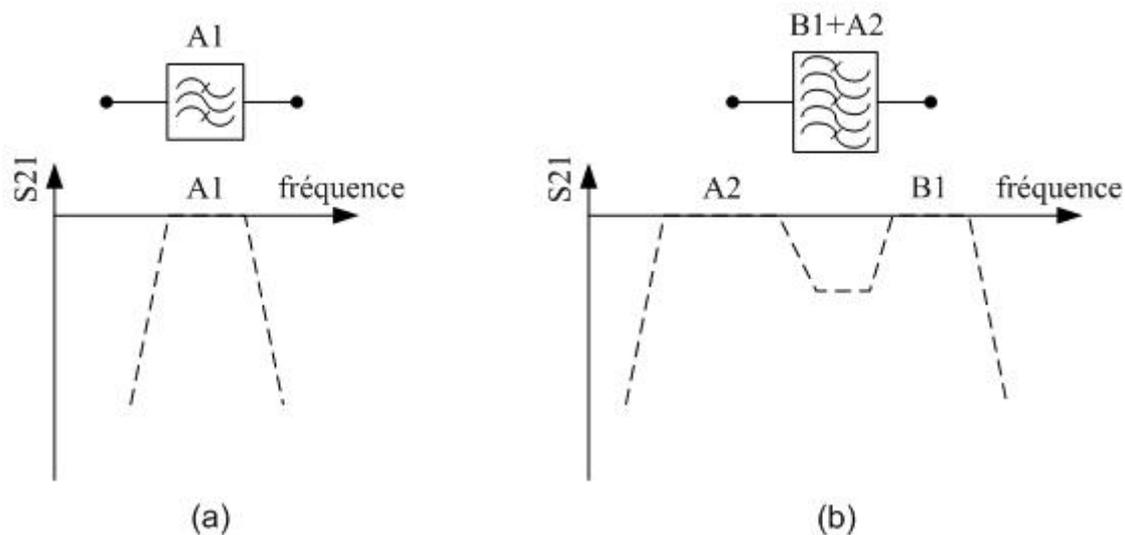


Figure IV.3 : Architecture pour spots recombinaés

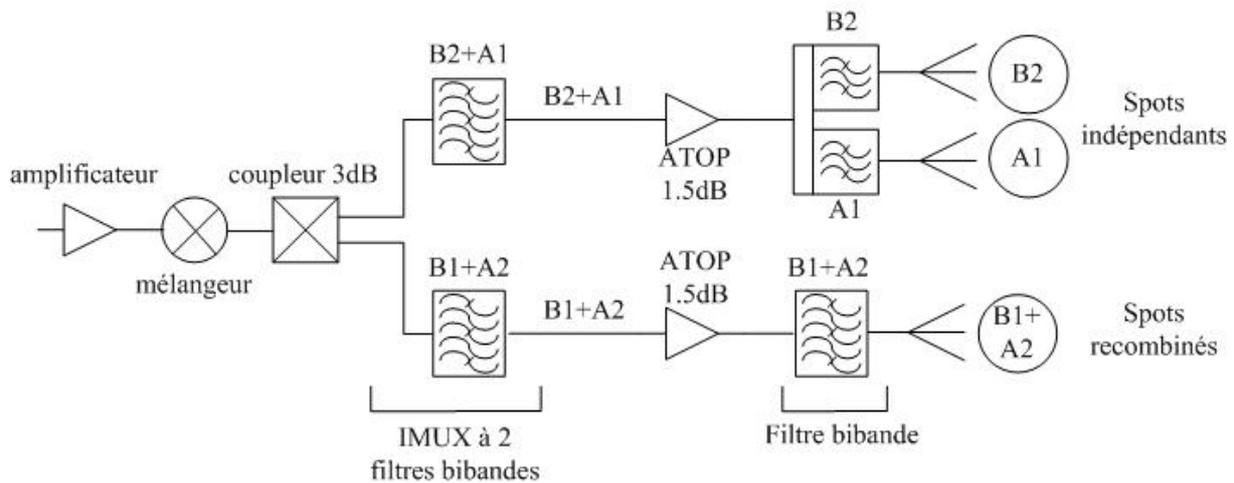
Dans cette chaîne de transmission, on peut constater que deux canaux non adjacents (par exemple  $B_1$  et  $A_2$ ) sont amplifiés respectivement aux fréquences  $F_1$  et  $F_2$  en utilisant un seul amplificateur à tube à ondes progressives (ATOP). En effet, les produits d'intermodulation à  $(2F_2 - F_1)$  tombent en dehors des bandes du spot lui-même, ce qui n'est pas gênant pour les autres spots du fait de leur isolation géographique. Il est donc possible d'utiliser des tubes offrant un bon rendement.

Dans l'architecture proposée, les filtres classiques avec une seule bande passante et deux bandes stoppées (bandes inférieure et supérieure) ne présentent pas toujours l'architecture idéale pour répondre à un tel cahier des charges. En effet, dans cette configuration, plusieurs filtres classiques sont nécessaires pour répondre à la caractéristique spectrale imposée par les canaux  $A_2$  et  $B_1$  (par exemple). Un filtre capable de transmettre deux bandes passantes et de stopper les bandes inférieure, supérieure et la bande intermédiaire comme présenté sur la figure IV.4, peut alors être une solution intéressante pour simplifier l'architecture de la chaîne de transmission.



**Figure IV.4 :** Réponse de filtres (a) monobande, (b) à double bandes passantes

Dans l'architecture présentée sur la figure IV.5, l'utilisation de filtres bibandes permet de remplacer l'IMUX 4 canaux associés à 2 coupleurs 3 dB par un IMUX 2 canaux à filtres bibandes. Il est également possible de substituer la combinaison ODMUX-OMUX (soit 4 filtres + guides) par un seul filtre bibande.



**Figure IV.5 :** Architecture pour spots recombines intégrant des filtres bibandes

L'intérêt de concevoir des filtres à double bandes passantes est donc évident. Ces dispositifs permettent de simplifier l'architecture, de réduire l'encombrement et d'améliorer les performances globales du système, diminuant ainsi les coûts de conception.

Différentes solutions peuvent être envisagées pour concevoir des filtres bibandes.

- ↳ Une première technique consiste à synthétiser un filtre utilisant plusieurs modes de résonances différents [75] (i.e. non orthogonaux, par exemple  $TE_{112}$  et  $TM_{110}$ ), chaque mode créant ainsi une bande passante. Cependant, la conception nécessite une grande précision. Il faut, d'une part, trouver un rapport de formes pour la cavité permettant aux deux modes choisis de résonner aux fréquences voulues. D'autre part, les éléments de couplages et de réglages d'un mode doivent être sans influence sur l'autre mode, nécessitant un positionnement précis des iris de couplages et des vis.
- ↳ L'association en série d'un filtre passe bande "large bande" et d'un filtre stop bande [76] permet aussi de réaliser une fonction de transfert à deux bandes passantes. En effet, le filtre stop bande permet de créer une atténuation dans la bande passante, et ainsi d'obtenir les deux bandes passantes. Dans ce cas, la sélectivité obtenue peut être insuffisante.
- ↳ Enfin, une autre solution ([77] à [79], [81]) consiste à utiliser une fonction de transfert de type pseudo elliptique classique, et de déplacer tout ou partie des zéros de transmission généralement placés en dehors de la bande passante au milieu de

la bande passante. Une atténuation est alors créée en milieu de bande passante. Les pôles sont également décalés afin de réaliser les deux bandes passantes et les trois bandes stoppées. Cette technique permet d'obtenir de bonnes performances électriques (TOS, sélectivité, ...), et est compatible avec une réalisation en cavités bimodes, ce qui est primordial pour les applications spatiales où de fortes puissances sont mises en jeu. Nous allons donc, au cours de ce chapitre, utiliser ce principe pour la conception de filtres bibandes.

Dans les références [77] à [79], la synthèse de la fonction de transfert d'un filtre à double bande passante est réalisée par une optimisation de ses pôles et zéros. Dans [81], l'auteur a introduit une technique de synthèse, permettant à partir d'un prototype passe bas, et d'une transformation de fréquence adaptée, d'obtenir une réponse bibande. Cette technique n'est valable que pour les filtres d'ordre pair, à réponse symétrique.

Dans la première partie de ce chapitre, la méthodologie de synthèse d'un filtre bibande est développée et appliquée à la conception d'un filtre bibande symétrique en cavités à modes duaux en bande X.

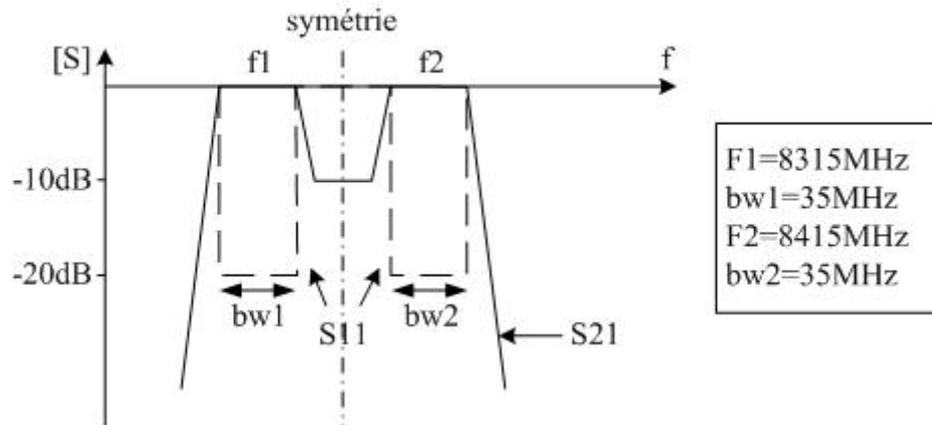
Dans une seconde partie, la méthodologie mise en place est utilisée pour concevoir un filtre bibande dissymétrique en cavités à modes duaux en bande Ka. Cet exemple montre d'une part, que plusieurs solutions sont permises pour réaliser le filtre et qu'une méthode de synthèse approchée permet de faciliter sa conception.

## **II. DEVELOPPEMENT D'UNE METHODOLOGIE DE SYNTHESE DES FILTRES A DOUBLE BANDES PASSANTES EN CAVITES BIMODES**

Dans cette première partie, nous allons présenter la méthodologie permettant à partir d'un cahier des charges donné, de calculer la matrice de couplage d'un filtre à fonction de transfert de type bibande, le filtre utilisé étant réalisé en cavités bimodes.

Le calcul de la fonction discriminante  $D(j\omega)$  (chapitre II) est bien documenté pour les filtres de type Butterworth, Tchebyshev et pseudo-elliptique. En revanche, une approche mathématique identique pour les fonctions bibandes n'est pas disponible.

Dans le cadre de cette thèse, nous avons donc mis en place une méthode permettant de déterminer la matrice de couplage d'un filtre bibande. Pour cela, la fonction discriminante  $D(j\omega)$  est tout d'abord construite, permettant ainsi de définir la fonction de transfert  $H(j\omega)$ . La matrice de couplage est alors calculée sous une forme canonique en flèche [80], puis transformée sous une forme réalisable en cavités bimodes par application d'une séquence de rotations. Afin de présenter cette méthode, nous allons nous appuyer sur la conception d'un filtre bibande symétrique en bande X. Les spécifications sont répertoriées sur la figure IV.6.



**Figure IV.6 :** Cahier des charges du filtre bibande symétrique

Deux bandes passantes équiondulation de 35 MHz respectivement centrées à 8315 MHz et 8415 MHz sont requises. Une atténuation d'environ  $-10$  dB est nécessaire dans la bande stoppée intermédiaire. Enfin, le coefficient de réflexion dans chacune des bandes passantes doit être de  $-20$  dB.

Les différentes étapes de calcul de la matrice de couplages vont être présentées. Une analyse électromagnétique est ensuite réalisée afin de dimensionner le filtre. Enfin, la validation expérimentale vient illustrer ces résultats.

## II.1 SYNTHÈSE DE FILTRES A DOUBLE BANDES PASSANTES

### II.1.1. CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT

L'objectif de cette étape est de construire les fonctions discriminantes  $D(s)$  et de transfert  $H(s)$ , permettant de réaliser une fonction bibande. Nous avons montré au chapitre II que la fonction de transfert d'un filtre peut se mettre sous la forme :

$$|H(s)|^2 = \frac{1}{1 + |D(s)|^2}, \text{ avec } s = j\omega \text{ où } \omega \text{ est la pulsation}$$

La fonction discriminante  $D(s)$  peut s'écrire sous la forme rationnelle :

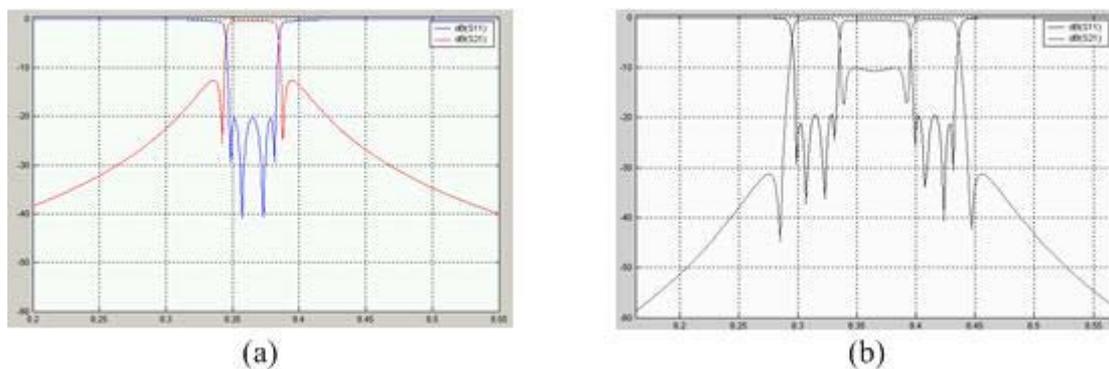
$$D(s) = \frac{\varepsilon \prod_{i=1}^N (s - s_{r_i})}{\prod_{i=1}^{Nz} (s - s_{p_i})} = \varepsilon \frac{R(s)}{P(s)} \quad (\text{IV-1})$$

où  $s_{r_i}$  (les zéros de  $D(s)$ ) et  $s_{p_i}$  (les pôles de  $D(s)$ ) sont respectivement les zéros de réflexion et les zéros de transmission, et  $\varepsilon$  est un coefficient lié au coefficient de réflexion dans la bande.

Pour réaliser une fonction bibande, il est nécessaire de construire la fonction  $D(s)$  en optimisant la position de ses pôles et zéros pour obtenir les deux bandes passantes et les trois bandes stoppées.

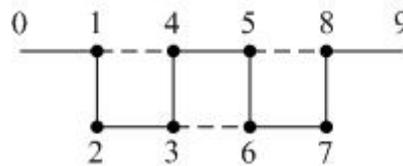
La méthode de synthèse développée va être illustrée par un filtre d'ordre 8, ayant une fonction de transfert bibande symétrique, avec 4 zéros de transmission.

Pour réaliser une fonction de transfert bibande, avec de bonnes performances électriques en terme de sélectivité, chaque bande passante doit avoir une réponse la plus proche possible d'une fonction de type pseudo elliptique. Des zéros de transmission de chaque côté des bandes passantes permettent d'améliorer la sélectivité dans les bandes stoppées, comme présenté sur la figure IV.7.



**Figure IV.7 :** (a) réponse de type pseudo elliptique – (b) réponse bibande souhaitée

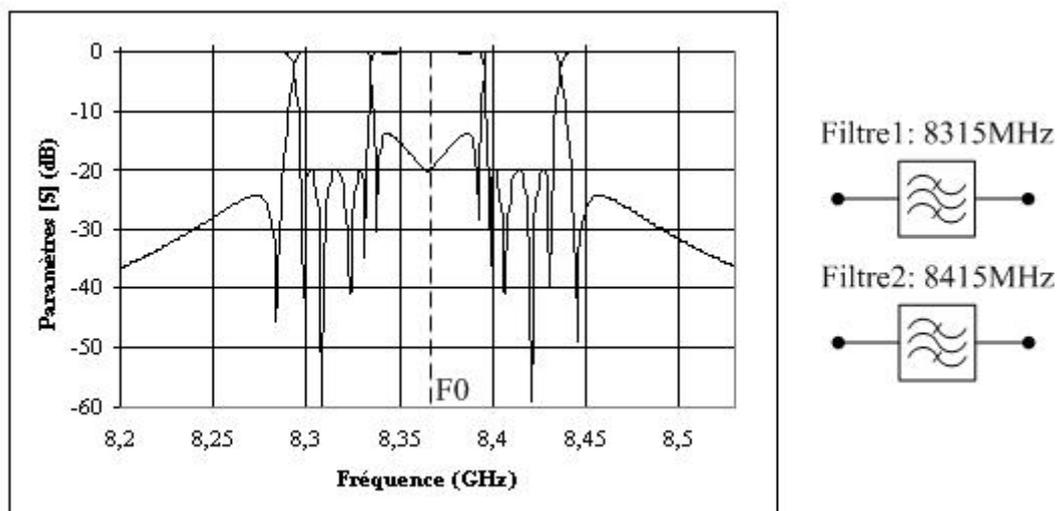
Un minimum de 4 zéros est donc nécessaire dans ce cas dans la fonction de transfert bibande. En vue d'une réalisation en cavités bimodes, le nombre minimum de pôles permettant alors de réaliser cette fonction sur une topologie en ligne est de 8.



**Figure IV.8 :** Topologie de filtre à 8 pôles – 4 zéros

En effet, le nombre de zéros réalisables avec cette topologie est donnée en utilisant la relation II-30, où le nombre de résonateurs est égal à 8, et le nombre de couplages, constituant le chemin le plus court égal à 3, soit 4 zéros de transmission réalisables.

Pour construire la fonction de transfert bibande, il faut tout d'abord définir les paramètres de deux filtres monobandes classiques (type pseudo elliptique), de telle sorte que la réponse combinée de ces deux filtres représentée sur la figure IV-9, soit en accord avec le cahier des charges.



**Figure IV.9 :** Réponse idéale obtenue par combinaison des réponses de deux filtres monobandes

Cette réponse est établie de façon à avoir :

$$S_{21} = \begin{cases} S_{21}|_{\text{filtre 1}} & \text{pour } f < f_0 \\ S_{21}|_{\text{filtre 2}} & \text{pour } f > f_0 \end{cases} \quad (\text{IV-2})$$

$$\text{et } S_{11} = \begin{cases} S_{11}|_{\text{filtre 1}} & \text{pour } f < f_0 \\ S_{11}|_{\text{filtre 2}} & \text{pour } f > f_0 \end{cases} \quad (\text{IV-3})$$

Les deux filtres monobandes sont définis par leur pulsation centrale  $\omega_1$  (et  $\omega_2$ ) et leur bande passante équiondulation  $\Delta\omega_1$  (et  $\Delta\omega_2$ ).

Les caractéristiques des filtres monobandes 1 et 2, permettant d'obtenir une réponse idéale en accord avec le cahier des charges, sont les suivantes :

↪ Pour le filtre monobande 1 :

$$\begin{cases} F_1 = 8315 \text{ MHz} \\ b\omega_1 = 35 \text{ MHz} \end{cases} \quad \begin{cases} \text{Nombre de pôles} = 4 \\ \text{TOS} \leq -20 \text{ dB} \\ sp1_1 = -j1,75, sp1_2 = j1,3 \end{cases}$$

↪ Pour le filtre monobande 2 :

$$\begin{cases} F_2 = 8415 \text{ MHz} \\ b\omega_2 = 35 \text{ MHz} \end{cases} \quad \begin{cases} \text{Nombre de pôles} = 4 \\ \text{TOS} \leq -20 \text{ dB} \\ sp2_1 = -j1,3, sp2_2 = j1,75 \end{cases}$$

Les polynômes caractéristiques  $P_1$ ,  $P_2$  et  $R_1$ ,  $R_2$  des filtres monobandes 1 et 2 sont alors donnés par :

↪ Pour le filtre monobande 1 :

$$\begin{cases} sp1_1 = -j1,75 & sp1_2 = j1,3 \\ sr1_1 = -j0,9317 & sr1_2 = -j0,3649 & sr1_3 = j0,4979 & sr1_4 = j0,9541 \end{cases}$$

↪ Pour le filtre monobande 2 :

$$\begin{cases} sp2_1 = -j1,3 & sp2_2 = j1,75 \\ sr2_1 = -j0,9541 & sr2_2 = -j0,4979 & sr2_3 = -j0,3649 & sr2_4 = j0,9317 \end{cases}$$

Ces polynômes caractéristiques vont alors être utilisés afin d'initialiser les polynômes caractéristiques de la fonction bibande.

Avant cela, il est nécessaire de calculer la pulsation centrale équivalente  $\omega_0$  du filtre bibande. Elle est donnée par :

$$\omega_0 = \frac{\left(\omega_2 + \frac{\Delta\omega_2}{2}\right) + \left(\omega_1 - \frac{\Delta\omega_1}{2}\right)}{2} \quad (\text{IV-4})$$

et la bande passante équivalente  $\Delta\omega_0$  du filtre double bandes est donnée par :

$$\Delta\omega_0 = \left(\omega_2 + \frac{\Delta\omega_2}{2}\right) - \left(\omega_1 - \frac{\Delta\omega_1}{2}\right) \quad (\text{IV-5})$$

En considérant les positions normalisées des pôles  $sr1_i$  et  $sp1_i$  pour la première bande et  $sr2_i$  et  $sp2_i$  pour la seconde, les positions des pôles et des zéros  $sr0_i$  et  $sp0_i$  de la caractéristique bibande sont données par :

$$sp0_i = j \frac{\omega_{p_i} - \omega_0}{\frac{\Delta\omega_0}{2}} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \omega_{p_i} = \omega_1 + \frac{sp1_i}{j} \frac{\Delta\omega_1}{2} & (\text{filtre 1}) \\ \omega_{p_i} = \omega_2 + \frac{sp2_i}{j} \frac{\Delta\omega_2}{2} & (\text{filtre 2}) \end{cases} \quad (\text{IV-6})$$

$$sr0_i = j \frac{\omega_{r_i} - \omega_0}{\frac{\Delta\omega_0}{2}} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \omega_{r_i} = \omega_1 + \frac{sr1_i}{j} \frac{\Delta\omega_1}{2} & (\text{filtre 1}) \\ \omega_{r_i} = \omega_2 + \frac{sr2_i}{j} \frac{\Delta\omega_2}{2} & (\text{filtre 2}) \end{cases} \quad (\text{IV-7})$$

Dans le cadre de notre application, les paramètres du filtre bibande sont  $f_0 = 8,365$  GHz,  $b\omega_0 = 135$  MHz.

Les pôles et zéros de la fonction de transfert bibande peuvent être initialisés par :

$$\begin{cases} sp0_1 = -j1,1944 & sp0_2 = -j0,4037 & sp0_3 = j0,4037 & sp0_4 = j1,1944 \\ sr0_1 = -j0,9823 & sr0_2 = -j0,8353 & sr0_3 = -j0,6117 & sr0_4 = -0,4934 \\ sr0_5 = j0,4934 & sr0_6 = j0,6117 & sr0_7 = j0,8353 & sr0_8 = 0,9823 \end{cases}$$

A partir des polynômes caractéristiques  $R(s)$  et  $P(s)$  ainsi synthétisés, le terme d'ondulation  $\varepsilon$  peut être évalué à chaque pulsation de coupure  $\omega_{ci}$  par la relation suivante :

$$\varepsilon = \frac{P(\omega_{c_i})}{R(\omega_{c_i}) \sqrt{10 \frac{RL}{10} - 1}} \quad (\text{IV-8})$$

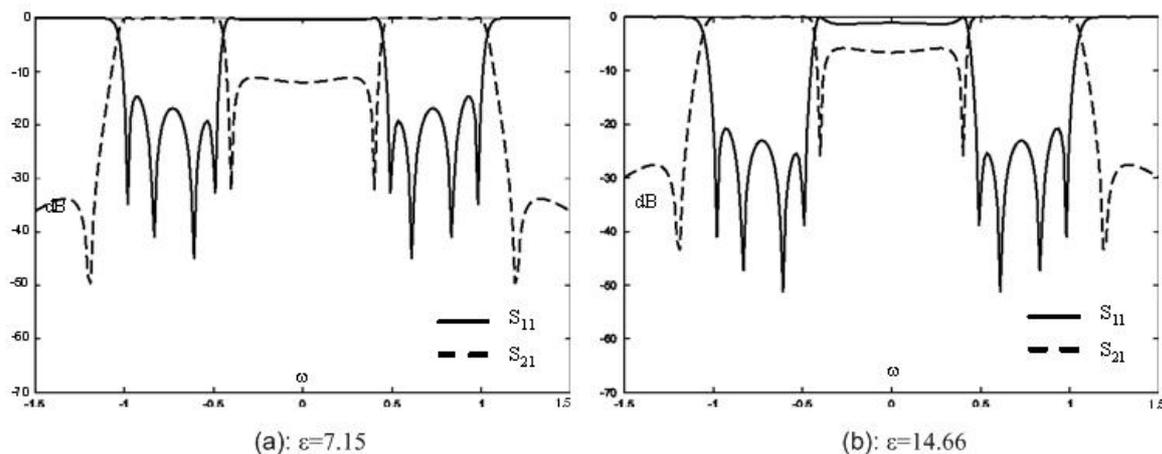
où  $RL$  est le coefficient de réflexion désiré en dB.

Connaissant ainsi  $R(s)$ ,  $P(s)$ ,  $\varepsilon$  et donc  $D(s)$ , les fonctions de réflexion et de transfert  $S_{11}$  et  $S_{21}$ , sont parfaitement caractérisées par leurs expressions polynomiales.

Dans notre application, les pulsations de coupure normalisées, sont alors données par :

$$\omega_{c1} = -1, \omega_{c2} = -0,4815, \omega_{c3} = 0,4815, \omega_{c4} = 1$$

En utilisant l'équation (IV-8), on obtient alors  $\varepsilon=7,15$  à  $\omega_{c1}$  et  $\omega_{c4}$ , et  $\varepsilon = 14,66$  à  $\omega_{c2}$  et  $\omega_{c3}$ , pour obtenir un coefficient de réflexion de  $-20$  dB. Les fonctions de réflexion et de transfert correspondantes sont présentées sur la figure IV-10.



**Figure IV.10 :** Fonctions de réflexion et de transfert pour des  $\varepsilon$  calculés à différentes pulsations de coupure

Sur la figure IV-10(a), le terme  $\varepsilon$  est évalué de manière à obtenir un coefficient de réflexion de  $-20$  dB, à la fréquence de coupure haute de la 1<sup>ère</sup> bande passante ( $\omega_{c2}$ ) et à la

fréquence de coupure basse de la 2<sup>ième</sup> bande passante ( $\omega_{c3}$ ). Dans ce cas, le coefficient de réflexion est supérieur à  $-20$  dB, pour les autres points de fréquence, et il atteint sa valeur maximum ( $\sim -15$  dB) à la fréquence de coupure basse de la 1<sup>ère</sup> bande passante ( $\omega_{c1}$ ) et à la fréquence de coupure haute de la 2<sup>ième</sup> bande passante ( $\omega_{c4}$ ).

Sur la figure IV-10(b), le terme  $\varepsilon$  est évalué de manière à obtenir un coefficient de réflexion de  $-20$  dB, à la fréquence de coupure basse de la 1<sup>ère</sup> bande passante ( $\omega_{c1}$ ) et à la fréquence de coupure haute de la 2<sup>ième</sup> bande passante ( $\omega_{c4}$ ). L'allure générale de la réponse reste identique à celle présentée sur la figure IV-10(a), mais le coefficient de réflexion reste inférieur à  $-20$  dB sur l'ensemble des bandes passantes, pour atteindre  $-25$  dB à la fréquence de coupure haute de la 1<sup>ère</sup> bande passante ( $\omega_{c2}$ ) et à la fréquence de coupure basse de la 2<sup>ième</sup> bande passante ( $\omega_{c3}$ ).

Une procédure d'optimisation est alors mise en place, afin d'obtenir l'équiondulation désirée dans les deux bandes passantes. Au cours de cette étape, il n'est pas nécessaire de toucher aux positions des zéros de transmission ( $sp_1, sp_2, sp_3, sp_4$ ), ni à celles des pôles placés en bord de bandes passantes ( $sr_1, sr_4, sr_5, sr_8$ ). Seules les positions des pôles  $sr_2, sr_3, sr_6$  et  $sr_7$  sont donc optimisables. Il est possible de définir une fonction d'erreur, par comparaison de la fonction de réflexion et d'un niveau de réflexion objectif, fixé à  $-20$  dB, dans les deux bandes passantes.

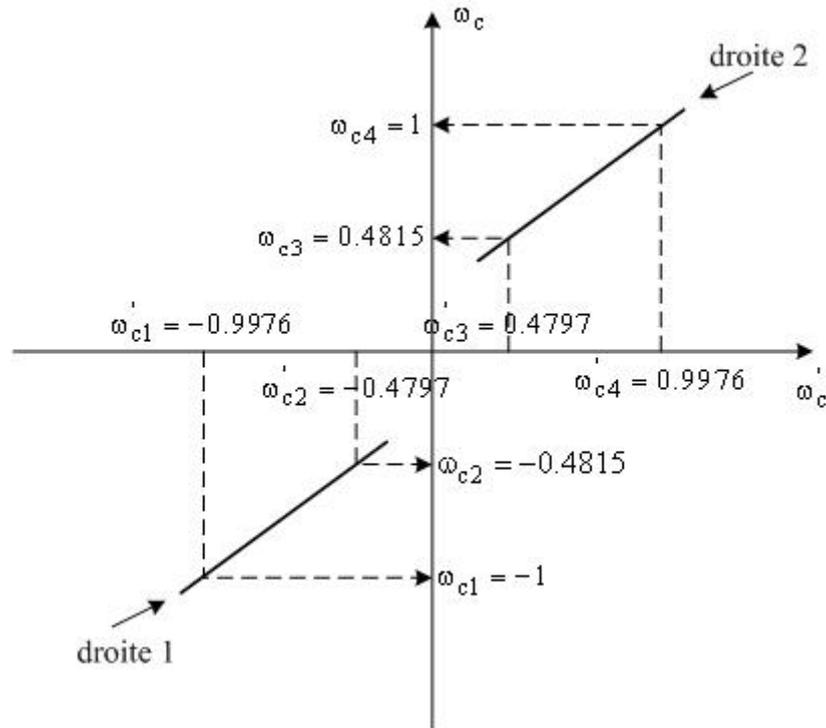
La procédure d'optimisation peut être basée sur une technique de gradient min-max, afin de réduire l'erreur maximum dans chacune des bandes passantes, et ainsi garantir l'équiondulation. Les valeurs des pôles et zéros obtenus après cette phase d'optimisation sont données par :

$$\begin{array}{llll} s'p_1 = -j 1,1944 & s'p_2 = -j 0,4037 & s'p_3 = j 0,4037 & s'p_4 = j 1,1944 \\ s'r_1 = -j 0,9823 & s'r_2 = -j 0,8351 & s'r_3 = -j 0,6305 & s'r_4 = -j 0,4934 \\ s'r_5 = j 0,4934 & s'r_6 = j 0,6305 & s'r_7 = j 0,8531 & s'r_8 = j 0,9823 \end{array}$$

La fonction de transfert respecte alors l'équiondulation dans les deux bandes passantes, par contre, les bandes passantes ont été légèrement modifiées. En effet, les pulsations de coupure normalisées ont été déplacées à :

$$\omega'_{c1} = -0,9976, \omega'_{c2} = -0,4797, \omega'_{c3} = 0,4797, \omega'_{c4} = 0,9976$$

Dans cette dernière étape, une transformation linéaire est alors appliquée afin de replacer les pulsations de coupure  $\omega_{ci}$  à leurs positions initiales  $\omega'_{ci}$ . Le principe de cette transformation est expliqué sur la figure IV-11.



**Figure IV.11** : Principe de la transformation linéaire

Cette transformation linéaire permet alors d'obtenir les équations de deux droites :

$$\Leftrightarrow \text{Droite 1 : } \omega_{ci} = A_1 \omega'_{ci} - B_1 \quad (\text{pour } \omega'_{ci} < 0)$$

$$\Leftrightarrow \text{Droite 2 : } \omega_{ci} = A_2 \omega'_{ci} + B_2 \quad (\text{pour } \omega'_{ci} > 0)$$

$$\text{où } A_1 = A_2 = A = \frac{\omega_{c4} - \omega_{c3}}{\omega'_{c4} - \omega'_{c3}}$$

$$\text{et } B_1 = B_2 = B = \omega_{c4} - A \omega'_{c4}$$

Les pôles et les zéros de la fonction caractéristique bande sont finalement recalculés à l'aide des équations établies précédemment. Les positions des pôles et zéros obtenus après transformation linéaire ( $s''r_i$  et  $s''p_i$ ) sont calculées à partir des positions des pôles et zéros établis par la phase d'optimisation ( $s'r_i$  et  $s'p_i$ ) par :

$$\begin{cases} s''r_i = A s'r_i - B & \text{si } s'r_i < 0 \\ s''r_i = A s'r_i + B & \text{si } s'r_i > 0 \end{cases}$$

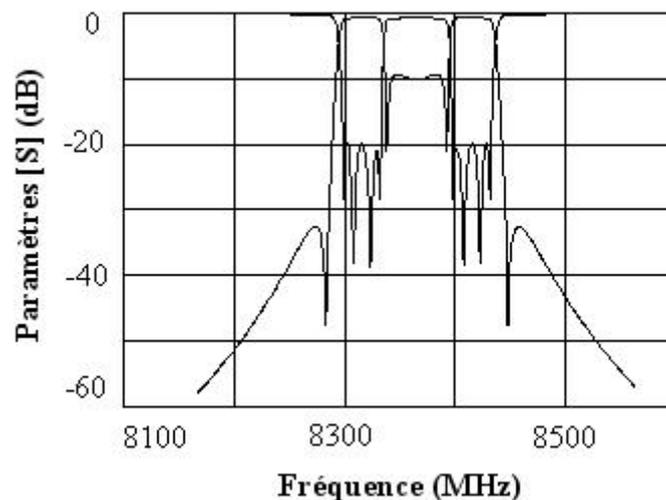
$$\begin{cases} s''p_i = A s'p_i - B & \text{si } s'p_i < 0 \\ s''p_i = A s'p_i + B & \text{si } s'p_i > 0 \end{cases}$$

Les pôles et les zéros de la fonction caractéristique bande sont donc déplacés aux valeurs suivantes :

$$\begin{array}{cccc} s''p_1 = -j 1,1970 & s''p_2 = -j 0,4054 & s''p_3 = j 0,4054 & s''p_4 = j 1,1970 \\ s''r_1 = -j 0,9847 & s''r_2 = -j 0,8553 & s''r_3 = -j 0,6325 & s''r_4 = -j 0,4952 \\ s''r_5 = j 0,4952 & s''r_6 = j 0,6325 & s''r_7 = j 0,8553 & s''r_8 = j 0,9847 \end{array}$$

L'équation donne alors  $\varepsilon = 9,82 (\pm 0,01)$  à n'importe quelle pulsation de coupure  $\omega_{ci}$  (pour  $RL = +20$  dB). Connaissant  $R(s)$ ,  $P(s)$  et  $\varepsilon$ , les fonctions de réflexion et de transfert  $S_{11}$  et  $S_{21}$ , sont déterminées et présentées sur la figure IV-12. Puisque les spécifications électriques sont atteintes, le filtre peut être synthétisé à partir de ces fonctions de réflexion et de transfert.

Dans le cas contraire, les positions des zéros de transmission peuvent être modifiées et la procédure de synthèse doit être réitérée.



**Figure IV.12:** Fonction de transfert bande après optimisation des pôles et zéros

### II.1.2. CALCUL DE LA MATRICE DE COUPLAGE

A partir de la fonction de transfert définie précédemment, la matrice de couplage est alors calculée sous une forme canonique. Pour notre étude, la forme canonique est la matrice en flèche [80] suivante :

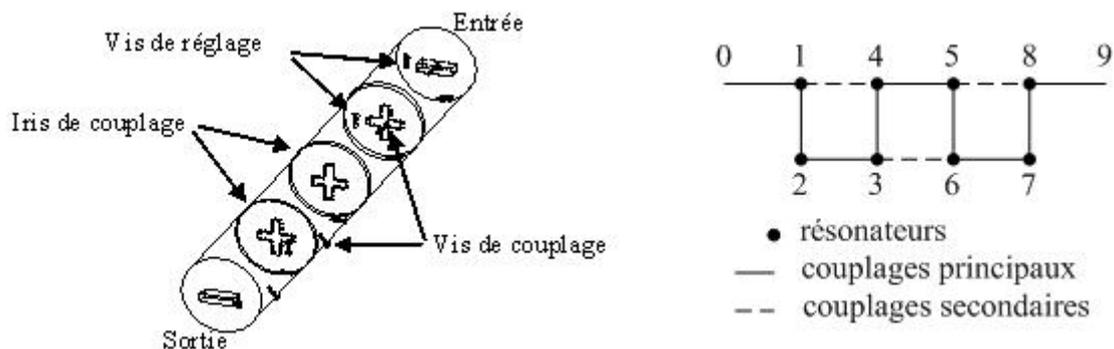
0.534

0.534

$$\begin{pmatrix} 0.000 & -0.81744 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 \\ -0.81744 & 0.000 & 0.42265 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 \\ 0.000 & 0.42265 & 0.000 & 0.66544 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & -0.25219 \\ 0.000 & 0.000 & 0.66544 & 0.000 & -0.52615 & 0.000 & 0.000 & 0.000 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & -0.52615 & 0.000 & 0.50402 & 0.000 & -0.71824 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.50402 & 0.000 & 0.36698 & 0.000 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.36698 & 0.000 & 0.29789 \\ 0.000 & 0.000 & -0.25219 & 0.000 & -0.71824 & 0.000 & 0.29789 & 0.000 \end{pmatrix}$$

L'intérêt d'identifier la matrice de couplage sous une forme canonique en flèche est que, pour un nombre de zéros de transmission inférieur à l'ordre du filtre, il existe toujours une solution réalisable sous cette forme et que cette solution est unique.

Cependant, dans notre cas, cette matrice n'est pas réalisable directement. En effet, le filtre bande doit être réalisé en cavités bimodes, avec une topologie en ligne. La représentation du filtre 8 pôles, et la forme de la matrice de couplage à laquelle nous souhaitons arriver sont présentées en figure VI.13.



**Figure IV.13 :** Topologie en ligne du filtre bande à cavités à modes deux

Une séquence de rotation est alors appliquée à la matrice précédente, afin d'obtenir une matrice en accord avec la topologie désirée. La matrice ainsi obtenue est la suivante :

0.534

0.534

$$\begin{pmatrix} 0.000 & 0.320 & 0.000 & 0.7522 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 \\ 0.320 & 0.000 & 0.728 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 \\ 0.000 & 0.728 & 0.000 & 0.123 & 0.000 & -0.416 & 0.000 & 0.000 \\ 0.7522 & 0.000 & 0.123 & 0.000 & 0.154 & 0.000 & 0.000 & 0.000 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.154 & 0.000 & 0.123 & 0.000 & 0.752 \\ 0.000 & 0.000 & -0.416 & 0.000 & 0.123 & 0.000 & 0.728 & 0.000 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.728 & 0.000 & 0.320 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.752 & 0.000 & 0.320 & 0.000 \end{pmatrix}$$

Cette matrice correspond bien à la forme désirée.

La matrice de couplage du filtre bande symétrique est tout à fait comparable à celle d'un filtre monobande symétrique classique. En effet, l'ensemble des éléments de la diagonale  $m_{ii}$  est nul, et les couplages sont symétriques ( $m_{ij} = m_{ji}$ ).

La phase d'optimisation a permis de constater que plus le coefficient de réflexion est faible, plus le coefficient de transmission dans l'interbande remonte. Un compromis entre niveau d'adaptation et réjection est donc nécessaire. Ce comportement est comparable à celui d'un filtre monobande classique.

## II.2 VALIDATION PAR LE REGLAGE D'UN MODELE ELECTROMAGNETIQUE

La méthodologie permettant de calculer la matrice de couplage d'un filtre à fonction de transfert bande a ainsi été mise en place. Afin de valider cette méthode, l'analyse et l'optimisation électromagnétique du filtre 8 pôles est réalisée en utilisant la boucle d'optimisation présentée dans le chapitre II. Pour cela, il est nécessaire d'établir les différents abaques de couplages par une synthèse électromagnétique des éléments distribués.

### II.2.1. CALCUL DES DIMENSIONS INITIALES ET DES SENSIBILITES PAR UNE SYNTHÈSE ELECTROMAGNETIQUE

Les différents abaques de sensibilité sont réalisés en utilisant la méthode et les structures présentées au chapitre II.

#### ↳ Diamètre / hauteur de cavités

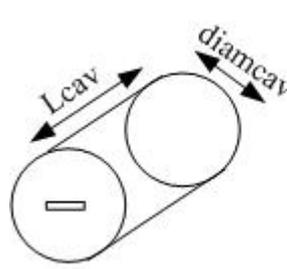
Le rapport de formes des cavités (diamètre / hauteur) est choisi de façon à utiliser le mode de résonance  $TE_{111}$ . Les dimensions géométriques des cavités que nous avons obtenues sont répertoriées dans le tableau IV.1, ainsi que la résonance du mode considéré et son isolation par rapport aux autres modes de cavité.

Dimensions	Hauteur (mm)	Diamètre (mm)	Fréquence de mode $TE_{111}$ (MHz)	Isolation du mode (MHz)
Cavités	30,6	25,7	8474	→ 9032

**Tableau IV.1 :** Dimensions géométriques des cavités du filtre

#### ↳ Dimensionnement des iris d'excitation et ajustement des cavités d'entrée / sortie

La longueur de l'iris d'excitation est déterminée de manière à faire résonner la structure d'étude à la fréquence centrale du filtre  $f_0$  (ajustement de la longueur de cavité) tout en obtenant le coefficient de couplage désiré (ajustement de la longueur d'iris). Les dimensions géométriques permettant de répondre à l'ensemble de ces critères sont présentées sur la figure IV.14.

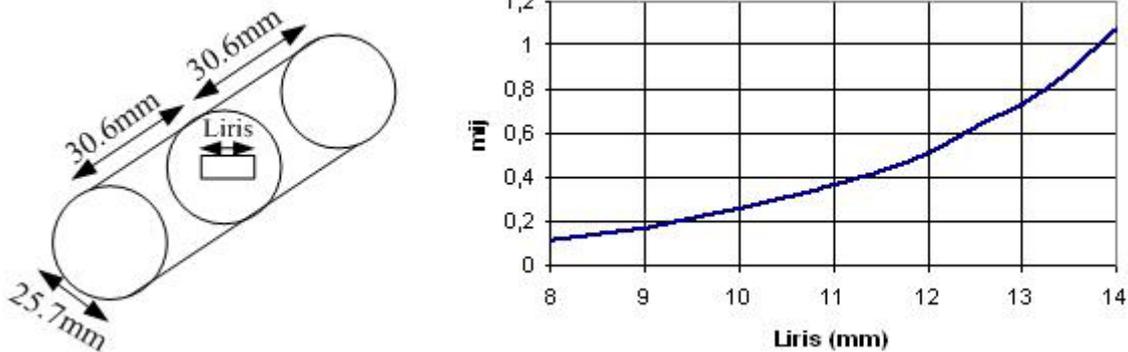


	Dimensions (mm)
$L \times l \times ep$	14,38 × 2 × 1
$L_{cav} \times diam_{cav}$	30,4 × 25,4
rin	0,54

**Figure IV.14 :** Dimensionnement des iris d'excitation

### ↳ Dimensionnement des iris de couplage interpolarisations

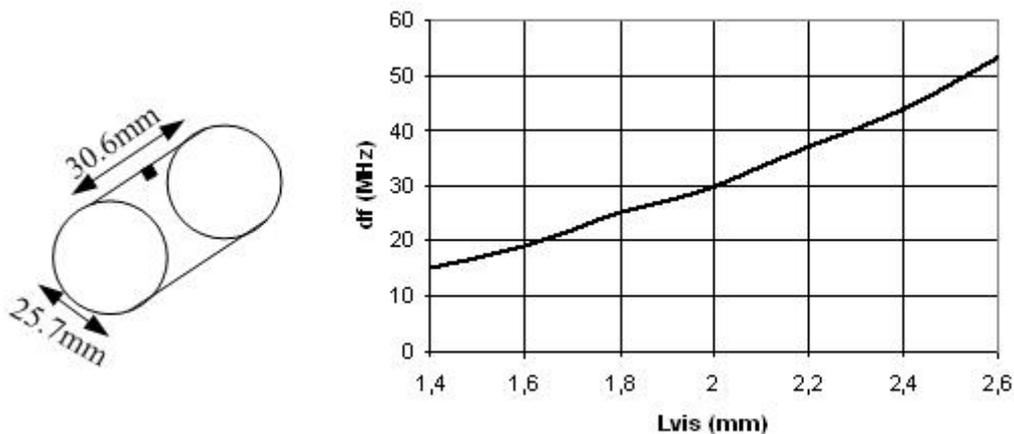
Nous avons fixé la largeur et l'épaisseur des iris de couplage interpolarisations à 1 mm. A partir de la structure d'étude présentée sur la figure IV.14, une analyse du couplage interpolarisations est alors réalisée pour différentes longueurs d'iris de couplage. L'abaque ainsi obtenu, est présenté sur la figure IV.15.



**Figure IV.15 :** Dimensionnement des iris de couplage interpolarisations

### ↳ Enfoncement des vis de réglage

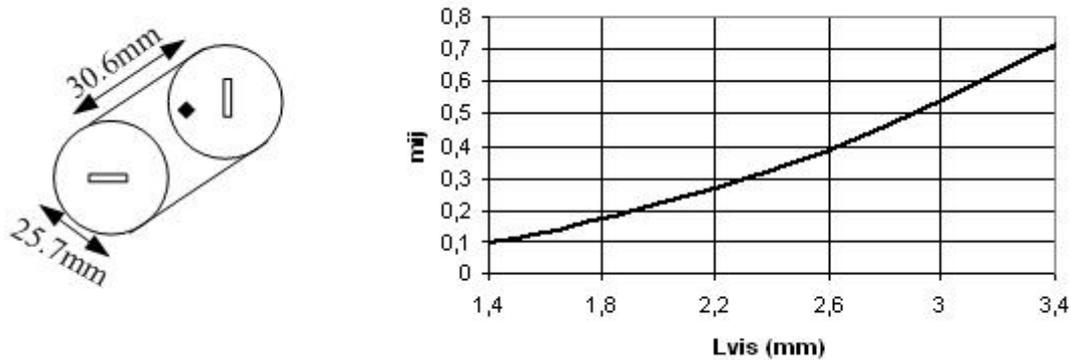
Afin d'établir la sensibilité du décalage fréquentiel  $df$  par rapport à l'enfoncement des vis de réglage, un abaque donnant le décalage  $df$  produit par la vis par rapport à la structure dépourvue d'éléments de réglage est établi et présenté sur la figure IV.16.



**Figure IV.16 :** Enfoncement des vis de réglage

### ↳ Dimensionnement des vis de couplage interpolarisations

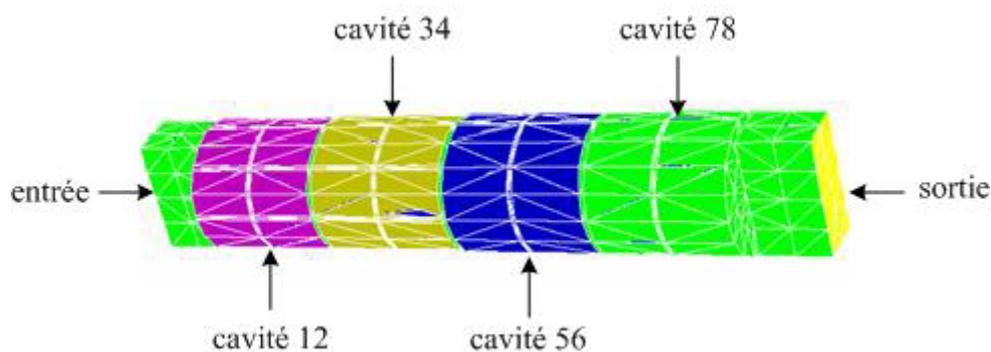
Pour établir l'enfoncement des vis de couplage entre deux modes orthogonaux d'une même cavité, une étude réalisée pour différentes profondeurs de pénétration de vis, sur la structure présentée sur la figure IV.17, permet d'obtenir les abaques de sensibilité.



**Figure IV.17 :** Dimensionnement des vis de couplage interpolarisations

## II.2.2. CONCEPTION ELECTROMAGNETIQUE GLOBALE

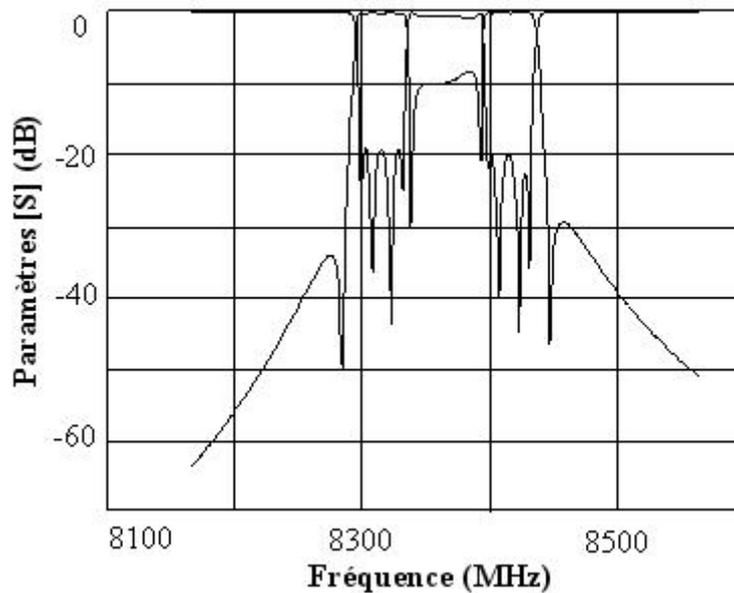
A partir de la matrice de couplage définie au paragraphe II.1.2, et des abaques ainsi obtenus, l'ensemble des dimensions du filtre (diamètre, hauteur, iris, vis) a pu être initialisé. L'analyse électromagnétique globale du filtre, dont le maillage est présenté sur la figure IV.18, est alors réalisée.



**Figure IV.18 :** Maillage du filtre bibande 8 pôles

Une méthode d'optimisation électromagnétique, développée dans le cadre d'une collaboration CNES INRIA IRCOM [37], [38], présentée au chapitre II, est utilisée. Après chaque simulation électromagnétique par la méthode des éléments finis, une approximation rationnelle de la réponse du filtre est réalisée. A partir de cette approximation, la matrice de

couplage est identifiée, permettant de corriger si nécessaire les dimensions adéquates. La réponse électromagnétique obtenue après optimisation est donnée sur la figure IV.19.



**Figure IV.19** : Réponse électromagnétique du filtre optimisé

Une dizaine de calculs électromagnétiques ont été nécessaires afin de dimensionner la structure. Chaque calcul électromagnétique nécessitant environ 10 minutes de temps de calcul.

La matrice identifiée après optimisation, est donnée par :

0.5372

0.5365

$$\begin{pmatrix} 0.0186 & 0.3224 & 0.0100 & 0.7527 & 0.0168 & -0.0005 & -0.0070 & 0.0030 \\ 0.3224 & -0.0738 & 0.7268 & -0.0023 & 0.0010 & -0.0084 & -0.0002 & -0.0064 \\ 0.0100 & 0.7268 & 0.0517 & 0.1176 & -0.0163 & -0.4152 & -0.0078 & -0.0014 \\ 0.7527 & -0.0023 & 0.1176 & 0.0034 & 0.1509 & -0.0162 & -0.0018 & 0.0173 \\ 0.0168 & 0.0010 & -0.0163 & 0.1509 & -0.0609 & 0.1465 & -0.0027 & 0.7575 \\ -0.0005 & -0.0084 & -0.4152 & -0.0162 & 0.1465 & -0.0551 & 0.7176 & 0.0096 \\ -0.0070 & -0.0002 & -0.0078 & -0.0018 & -0.0027 & 0.7176 & 0.0429 & 0.2962 \\ 0.0030 & -0.0064 & -0.0014 & 0.0173 & 0.7575 & 0.0096 & 0.2962 & 0.0588 \end{pmatrix}$$

Cette matrice est en bon accord avec la matrice objectif, donnée au paragraphe II.1.2. Les dimensions du filtre, obtenues en fin d'optimisation sont récapitulées dans les tableaux IV.2 à IV.4.

	<b>D x H (mm)</b>
<b>Cavité 12</b>	25,4 x 29,6
<b>Cavité 34</b>	25,4 x 30,6
<b>Cavité 56</b>	25,4 x 30,6
<b>Cavité 78</b>	25,4 x 29,6

**Tableau IV.2** : Dimensions des cavités

	<b>L x l x ep</b>		<b>L x l x ep</b>
<b>Iris entrée</b>	14,38 x 2 x 1	<b>Iris 36</b>	12,05 x 1 x 1
<b>Iris 14</b>	13,45 x 1 x 1	<b>Iris 52</b>	13,54 x 1 x 1
<b>Iris 23</b>	13,45 x 1 x 1	<b>Iris 67</b>	13,27 x 1 x 1
<b>Iris 45</b>	9,42 x 1 x 1	<b>Iris sortie</b>	14,45 x 2 x 1

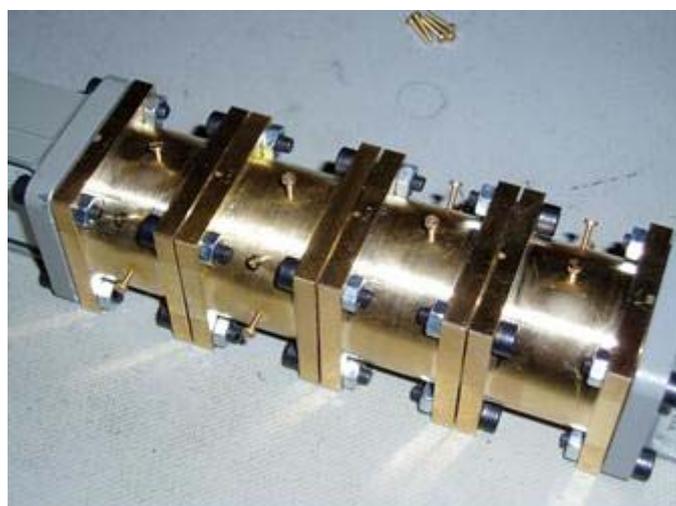
**Tableau IV.3** : Dimensions des iris

<b>Vis 1</b>	1,5	<b>Vis 5</b>	1,98
<b>Vis 12</b>	2,9	<b>Vis 56</b>	2,46
<b>Vis 2</b>	3,7	<b>Vis 6</b>	1,5
<b>Vis 3</b>	2	<b>Vis 7</b>	3,8
<b>Vis 34</b>	1	<b>Vis 78</b>	2,1
<b>Vis 4</b>	2,2	<b>Vis 8</b>	1,6

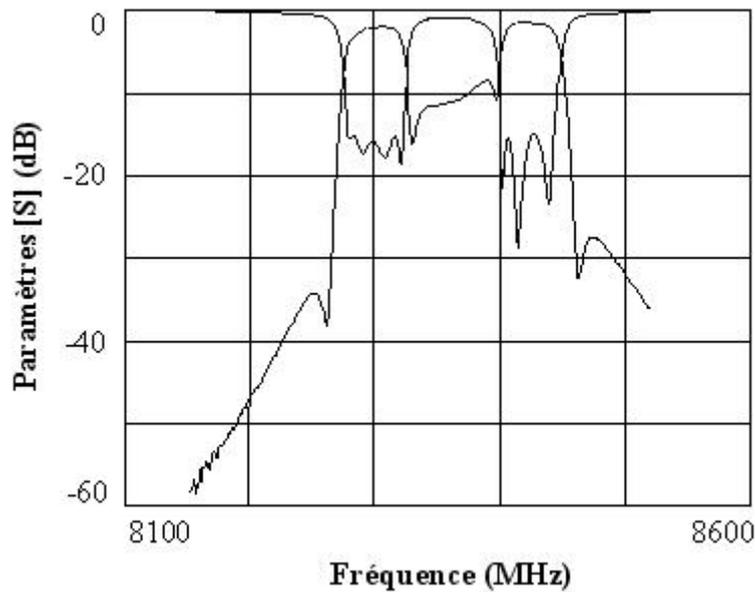
**Tableau IV.4** : Enfoncement des vis

### II.3 VALIDATION PAR LE REGLAGE D'UN MODELE EXPERIMENTAL

Le filtre ainsi dimensionné a été usiné en laiton, puis assemblé et testé à l'IRCOM. Une photographie de la réalisation est présentée sur la figure IV.20.

**Figure IV.20** : Réalisation du filtre bibande à 8 pôles

Le filtre a alors été réglé pour répondre au mieux au cahier des charges, la réponse correspondante est donnée sur la figure IV.21.



**Figure IV.21** : Mesures du filtre bandede 8 pôles

La fréquence centrale du dispositif expérimental est en parfait accord avec la valeur théorique (soit 8365 MHz). La bande passante équivalente mesurée est légèrement supérieure à la valeur théorique. Ceci a pour conséquence de décaler les fréquences centrales des deux bandes passantes et d'augmenter légèrement leurs largeurs. L'ensemble de ces résultats est présenté dans le tableau IV.5.

	<b>Théorie</b>	<b>Mesure</b>	<b>% erreur</b>
<b>Fréquence centrale du filtre bandedes <math>f_0</math> (MHz)</b>	8365	8365	0
<b>Bande passante équivalente <math>b\omega_0</math> (MHz)</b>	135	170	24 %
<b>Fréquence centrale de la 1<sup>ère</sup> BP <math>f_1</math> (MHz)</b>	8315	8301	1,7 %
<b>Fréquence centrale de la 2<sup>ème</sup> BP <math>f_2</math> (MHz)</b>	8415	8479	1,7 %
<b>Bande passante du filtre 1 <math>b\omega_1</math> (MHz)</b>	35	43	22 %
<b>Bande passante du filtre 2 <math>b\omega_2</math> (MHz)</b>	35	43	22 %
<b>TOS</b>	-20	-15	

**Tableau IV.5** : Comparaison des caractéristiques électriques théoriques et mesurées

Ces légers décalages en fréquence sont dus aux tolérances de fabrication des cavités et des iris (de l'ordre de la dizaine de microns). Enfin, les pertes sont assez importantes ( $\sim 1,5$  dB) et sont imputables à la faible conductivité du laiton ( $\sigma = 2,56 \cdot 10^7 \text{ S.m}^{-1}$ ) et aux faibles bandes passantes relatives ( $< 0,5 \%$ ). Le facteur de qualité  $Q_0$  expérimental est estimé à environ 3000.

La fonction de transfert du circuit valide ainsi la méthodologie de synthèse d'un filtre à double bandes passantes.

Cet exemple de filtre bibande symétrique à 8 pôles et 4 zéros a permis de montrer la faisabilité de conception d'un tel dispositif.

La procédure mise en place est valable parce que la bande stoppée entre les deux bandes passantes est relativement large, c'est à dire qu'elle est du même ordre de grandeur que celles des bandes passantes. Dans le cas où la bande stoppée intermédiaire est beaucoup moins large, il peut être difficile d'évaluer la fonction de transfert. Enfin, si la bande stoppée est beaucoup plus large, des problèmes techniques peuvent se poser, puisque ces filtres sont conçus sur un même mode de résonance en cavités bimodes. Le rapport  $\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0}$  (où  $\Delta\omega_0$  est la bande passante équivalente du filtre bibandes, et  $\omega_0$  la pulsation équivalente du filtre bibandes) ne peut donc pas excéder les 2 à 3 %.

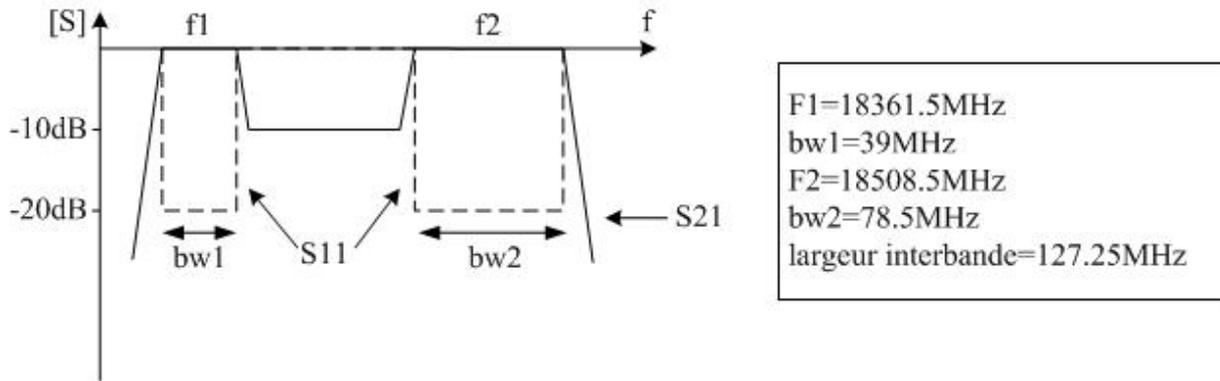
Dans la partie suivante, un deuxième filtre bibande dissymétrique, présentant des spécifications plus adaptées aux futurs besoins télécom est synthétisé en utilisant la méthode développée.

### **III. CONCEPTION D'UN FILTRE A DOUBLE BANDES PASSANTES DISSYMETRIQUE EN CAVITES BIMODES POUR DES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS MULTIMEDIA EN BANDE KA**

#### **III.1 SYNTHÈSE DU FILTRE A DOUBLE BANDES PASSANTES DISSYMETRIQUE**

La méthodologie de calcul de la matrice de couplage d'un filtre à double bandes passantes, validée dans la partie précédente, est employée afin de concevoir un filtre à double

bandes passantes dissymétrique à modes duaux, en bande Ka. Dans le cadre de cette application, deux bandes passantes équiondulation de 39 MHz et 78,5 MHz respectivement centrées à 18361,5 MHz et 18502,5 MHz sont requises. Le coefficient de réflexion dans chaque bande passante doit être inférieur à  $-20$  dB, et la réjection dans l'interbande doit être inférieure à  $-10$  dB. L'ensemble de ces spécifications est résumé sur la figure IV.22.



**Figure IV.22 :** Cahier des charges du filtre bibande dissymétrique en bande Ka

### III.1.1. CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT

Un filtre bibande ayant 4 zéros de transmission (soit 2 pour chaque sous bande) doit être synthétisé. Pour une topologie en ligne, un minimum de 8 pôles est donc nécessaire. Des topologies à 8, 9 ou 10 pôles ont été testées, mais ne permettaient pas d'obtenir les performances électriques requises. Afin de respecter ces performances électriques, notamment en terme de sélectivité, une solution de filtre à 11 pôles et 4 zéros apparaît donc comme la meilleure solution.

Dans ce cas, la réponse idéale est donc obtenue par combinaison des réponses de 2 filtres monobande de type pseudo elliptique de 5 et 6 pôles chacun. Les paramètres du filtre 5 pôles sont donnés par :

- ↪ coefficient de réflexion  $< -20$  dB dans la bande passante équiondulation ;
- ↪ fréquence centrale = 18361,5 MHz ;
- ↪ bande passante équiondulation de 39 MHz ;
- ↪ les positions normalisées des pôles  $sr_{1i}$  et  $sp_{1i}$  de la première bande sont alors données par :

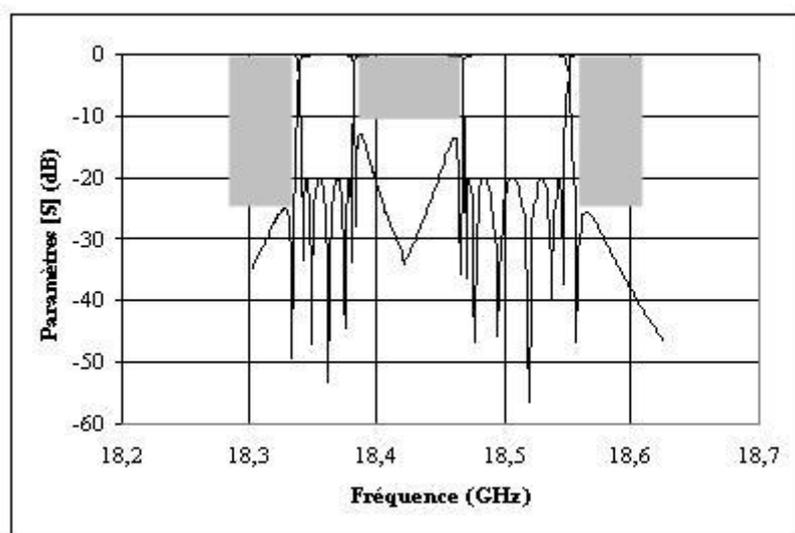
$$\begin{cases} sp1_1 = -j1,4 & sp1_2 = j1,15 \\ sr1_1 = -j0,9615 & sr1_2 = -j0,6181 & sr1_3 = j0,0617 \\ sr1_4 = j0,7049 & sr1_5 = j0,9750 \end{cases}$$

Quant aux paramètres du filtre 6 pôles, ils sont donnés par :

- ↪ coefficient de réflexion < -20 dB dans la bande passante équiondulation ;
- ↪ fréquence centrale = 18502,5 MHz ;
- ↪ bande passante équiondulation de 72,5 MHz ;
- ↪ les positions normalisées des pôles  $sr2_i$  et  $sp2_i$  de la deuxième bande sont alors données par :

$$\begin{cases} sp2_1 = -j1,1 & sp2_2 = j1,25 \\ sr2_1 = -j0,9837 & sr2_2 = -j0,8066 & sr2_3 = -j0,3474 \\ sr2_4 = j0,2656 & sr2_5 = j0,7545 & sr2_6 = j0,9758 \end{cases}$$

La réponse idéale obtenue par combinaison des réponses des filtres 5 et 6 pôles monobandes est présentée sur la figure IV.23.

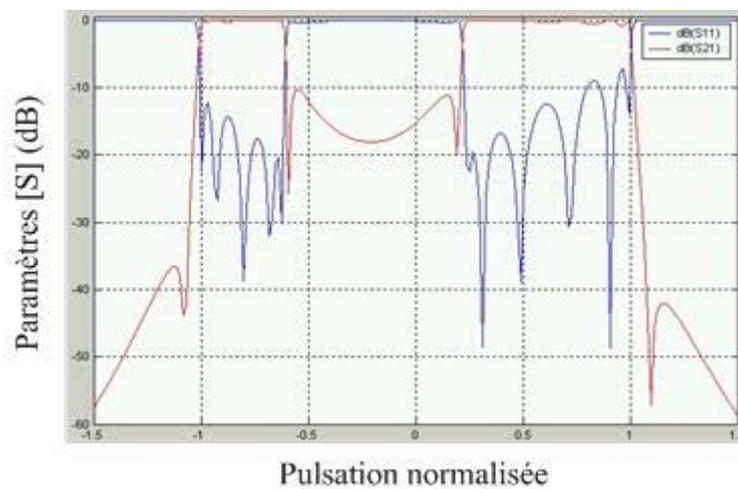


**Figure IV.23 :** Réponse idéale obtenue par combinaison des réponses de 2 filtres monobandes 5 et 6 pôles

La fréquence centrale équivalente du filtre bande  $f_0$  est de 18444,125 MHz et la bande passante équivalente  $b\omega_0$  est de 205,75 MHz. Les positions normalisées des pôles et des zéros de la fonction bande peuvent alors être initialisées, à l'aide des formules IV-6 et IV-7, par :

$$\begin{cases} sp0_1 = -j1,0758 & sp0_2 = -j0,5925 & sp0_3 = j0,1988 & sp0_4 = j1,0954 \\ sr0_1 = -j0,9927 & sr0_2 = -j0,9276 & sr0_3 = -j0,7988 & sr0_4 = -j0,6768 \\ sr0_5 = -j0,6256 & sr0_6 = j0,2432 & sr0_7 = j0,3107 & sr0_8 = j0,4859 \\ sr0_9 = j0,7198 & sr0_{10} = j0,9063 & sr0_{11} = j0,9908 \end{cases}$$

La fonction de transfert ainsi obtenue est présentée sur la figure IV.24.

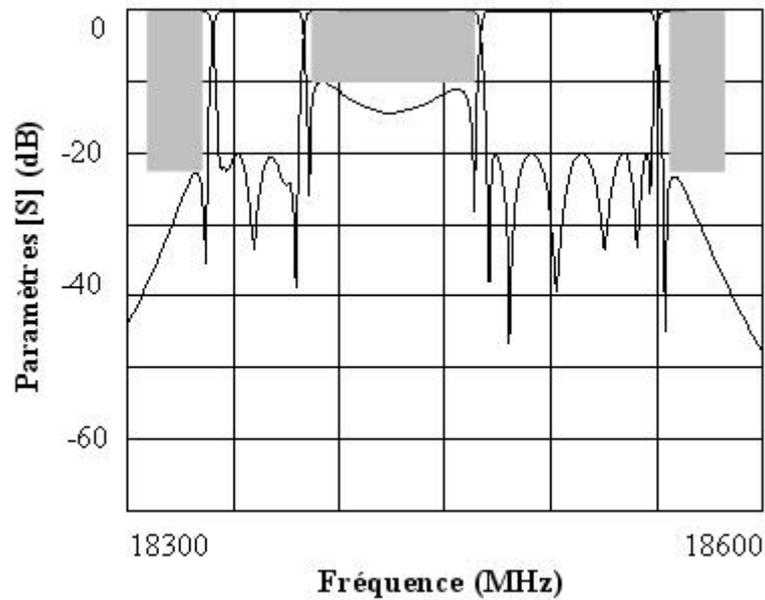


**Figure IV.24 :** Fonction de transfert dissymétrique après initialisation des pôles et des zéros

Les caractéristiques de la fonction de transfert (pôles, zéros,  $\varepsilon$ ) sont ensuite optimisées pour obtenir une réponse en accord avec le cahier des charges. Après optimisation, les polynômes caractéristiques sont donnés par :

$$\begin{cases} sp0_1 = -j1,0470 & sp0_2 = -j0,5725 & sp0_3 = j0,1899 & sp0_4 = j1,0651 \\ sr0_1 = -j0,9840 & sr0_2 = -j0,9408 & sr0_3 = -j0,8271 & sr0_4 = -j0,6764 \\ sr0_5 = -j0,6321 & sr0_6 = j0,2542 & sr0_7 = j0,3559 & sr0_8 = j0,5687 \\ sr0_9 = j0,7916 & sr0_{10} = j0,9387 & sr0_{11} = j1,0004 \end{cases}$$

La fonction de transfert correspondante est présentée sur la figure IV.25.



**Figure IV.25 :** Fonction de transfert dissymétrique après optimisation des pôles et des zéros

La fonction de transfert ainsi synthétisée permet de respecter les spécifications électriques requises.

### III.1.2. CALCUL DE LA MATRICE DE COUPLAGE

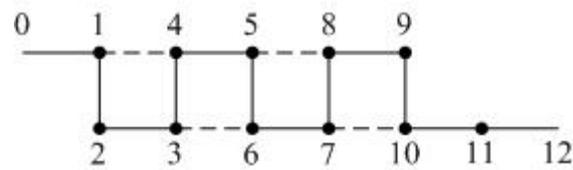
La matrice de couplage est ensuite calculée sous sa forme en flèche :

0.58

0.58

$$\begin{pmatrix} -0.10500 & -0.78504 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 \\ -0.78504 & 0.14567 & 0.47998 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 \\ 0.00099 & 0.47998 & -0.26961 & -0.54448 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 \\ 0.000 & 0.000 & -0.54448 & 0.30888 & 0.53578 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.53758 & -0.32167 & -0.40417 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & -0.40417 & 0.19156 & 0.55249 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & -0.42190 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.55249 & -0.07561 & 0.60766 & 0.000 & 0.000 & 0.04411 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.60766 & -0.03115 & 0.51833 & 0.000 & 0.65304 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.51833 & 0.01667 & 0.34255 & 0.05257 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.34255 & 0.41716 & -0.11546 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & -0.42190 & 0.04411 & 0.65304 & 0.5257 & -0.11546 & -0.10500 \end{pmatrix}$$

Puis, une séquence de rotation orthogonale est appliquée afin d'obtenir un filtre réalisable en cavités bimodes, sur une topologie en ligne, comme présenté sur la figure IV.26.



**Figure IV.26 :** Topologie du filtre 11 pôles en ligne

La matrice de couplage, respectant cette topologie, est alors donnée par :

0.5800

0.5800

$$\begin{pmatrix} -0.1050 & 0.7850 & 0.0000 & 0.0130 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.7850 & 0.1469 & 0.4710 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.4710 & -0.2696 & 0.4120 & 0.0000 & -0.3340 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0130 & 0.0000 & 0.4120 & 0.2981 & 0.8000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.8000 & -0.3136 & 0.3680 & 0.0000 & 0.0131 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & -0.3340 & 0.0000 & 0.3680 & 0.3169 & 0.5580 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.5580 & -0.2956 & 0.1550 & 0.0000 & 0.3970 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0131 & 0.0000 & 0.1550 & 0.4837 & 0.3010 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.3010 & -0.0995 & 0.2641 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.3970 & 0.0000 & 0.2641 & 0.1146 & 0.7890 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.7890 & -0.1050 \end{pmatrix}$$

Dans cette matrice de couplage, il faut remarquer que l'ensemble des termes de la diagonale ( $m_{ii}$ ) ne sont plus synchrones. D'autre part, la matrice n'est pas symétrique.

A la fin de cette étape de synthèse, la matrice de couplage du filtre 11 pôles en ligne est donc obtenue. Elle permet d'obtenir une réponse en accord avec le cahier des charges.

Comme nous allons le montrer dans la suite de ce rapport, la matrice calculée n'est cependant qu'une des solutions permettant d'obtenir la fonction de transfert désirée.

### III.1.3. SOLUTIONS MULTIPLES

L'INRIA développe une méthode de synthèse exhaustive [29] permettant de déterminer pour une topologie donnée, c'est à dire pour un diagramme de couplage donné, le nombre de solutions, c'est à dire le nombre de matrices de couplage numériquement différentes, permettant de réaliser une fonction de transfert caractérisée par son nombre de

pôles et son nombre de zéros. Le nombre de solutions maximal est appelé l'ordre réduit du filtre et il dépend uniquement de la topologie du filtre et des caractéristiques de la fonction de transfert.

Il est évident que le nombre de pôles de la fonction de transfert est exactement le nombre de résonateurs dans le diagramme de couplage et que le nombre de zéros de transmission doit être réalisable dans la topologie choisie.

Pour une fonction donnée, c'est à dire dont l'expression polynomiale est connue, toutes les solutions réelles, dont le nombre maximal est l'ordre réduit du filtre, peuvent être déterminées.

Dans notre cas, pour une fonction de transfert à 11 pôles et 4 zéros, l'ordre réduit, calculé dans le cadre d'une collaboration avec l'INRIA, est de 384 dans la topologie retenue. Avec la fonction de transfert synthétisée, 78 solutions réelles existent.

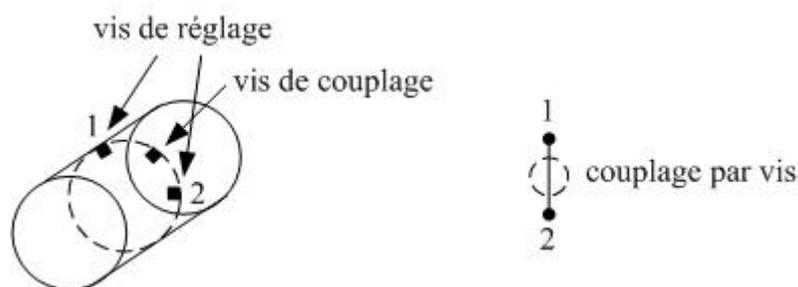
Cette étendue de solutions peut devenir particulièrement handicapante en vue d'une optimisation électromagnétique par identification. En effet, il devient difficile de savoir quelle matrice parmi cet ensemble est identifiée, pouvant alors entraîner des problèmes de convergence.

Afin d'éliminer ces difficultés, une méthode de synthèse approchée est mise en place. Elle a pour but de diminuer l'ordre réduit du filtre à une solution unique.

#### **III.1.4. SYNTHÈSE APPROCHÉE**

Pour diminuer l'ordre réduit, il faut chercher à définir une nouvelle matrice de couplage, dans laquelle des couplages sont supprimés. En simplifiant ainsi la topologie, il est possible de réduire l'ordre réduit du filtre (c'est à dire le nombre de matrices de couplage solutions). Plusieurs conditions doivent cependant être respectées quant aux choix des couplages à supprimer :

- ↳ Dans une cavité bimodes, il est difficile de supprimer un couplage par vis entre les deux polarisations orthogonales. En effet, la présence des vis de réglages engendre un couplage résiduel non nul entre les deux modes orthogonaux.

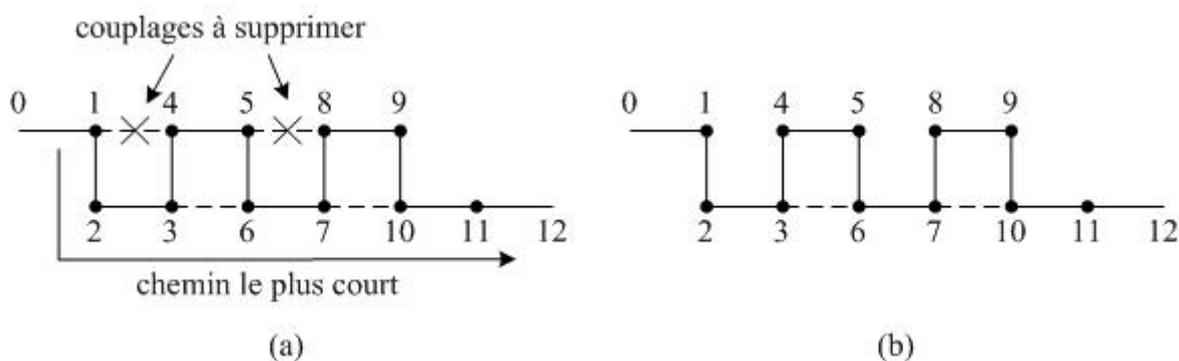


**Figure IV.27 :** Couplage par vis

- ↪ Il est également important de ne pas supprimer de couplages le long du chemin le plus court entre les résonateurs 1 et N, sous peine de réduire le nombre de zéros réalisables.
- ↪ Enfin, un aspect quantitatif des couplages à supprimer est pris en compte. Généralement de façon empirique, un couplage faible ( $<0,1$ ) doit pouvoir être supprimé sans détériorer de façon trop importante la réponse.

En conséquence, seuls les couplages par iris (ou par vis, sous certaines conditions, cf. partie suivante), de faibles valeurs, situés hors du chemin le plus court entre l'entrée et la sortie peuvent être annulés.

L'ensemble des 78 matrices solutions réelles est alors étudié, afin d'identifier une matrice répondant à l'ensemble de ces critères. Dans le cadre de notre application, la matrice calculée, présentée au paragraphe III.1.2, répond à toutes ces conditions. En effet, deux couplages par iris de faibles valeurs ( $m_{14} = 0,0130$ ,  $m_{58} = 0,0131$ ) sont situés sur la ligne qui n'appartient pas au chemin le plus court. Il est donc envisageable de chercher à supprimer ces couplages, comme présenté sur la figure IV.28.



**Figure IV.28 :** (a) topologie initiale  
(b) topologie après suppression des couplages  $m_{14}$  et  $m_{58}$

Ces deux couplages sont donc annulés, modifiant légèrement la fonction de transfert du filtre. Une optimisation de l'ensemble des couplages et éléments de réglages restant est donc réalisée à l'aide d'un logiciel circuit, afin de retrouver une fonction de transfert en accord avec le cahier des charges, la matrice ainsi optimisée est présentée ci-dessous :

0.5750

0.5810

$$\begin{pmatrix} -0.1174 & 0.7840 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.7840 & 0.1495 & 0.4740 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.4740 & -0.2576 & 0.4517 & 0.0000 & -0.2980 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.4517 & 0.3063 & 0.7629 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.7629 & -0.3043 & 0.4010 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & -0.2980 & 0.0000 & 0.4010 & 0.3330 & 0.5545 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.5545 & -0.2961 & 0.1690 & 0.0000 & 0.3960 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.1690 & 0.5085 & 0.2649 & 0.0000 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.2649 & -0.1219 & 0.2792 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.3960 & 0.0000 & 0.2792 & 0.1447 & 0.7794 \\ 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0000 & 0.7794 & -0.1074 \end{pmatrix}$$

et la réponse circuit correspondante est donnée sur la figure IV.29.

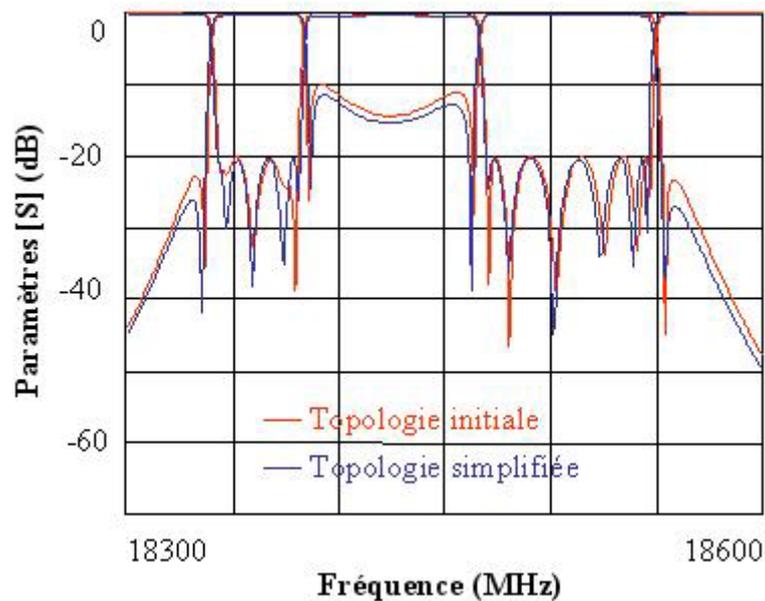


Figure IV.29 : Réponse circuit de la topologie simplifiée

L'intérêt de cette méthode de synthèse approchée est double. Elle a tout d'abord permis, en supprimant les couplages  $m_{14}$  et  $m_{58}$  de réduire l'ordre réduit du filtre à une solution unique réelle. Le calcul mathématique, permettant de déterminer l'ordre réduit du filtre, pour la topologie donnée, a été réalisé par l'INRIA. La matrice présentée ci-dessus est donc unique, éliminant ainsi les difficultés qui pouvaient être engendrées par les solutions multiples. De plus, la réponse circuit obtenue reste en parfait accord avec les spécifications requises.

D'autre part, la suppression de ces couplages permet de remplacer des iris en croix, par des iris simples, simplifiant ainsi la réalisation du filtre.

## III.2 CONCEPTION ELECTROMAGNETIQUE ET REALISATION EXPERIMENTALE DU FILTRE

### III.2.1. SYNTHÈSE ELECTROMAGNETIQUE

Avant de réaliser l'analyse électromagnétique globale du filtre 11 pôles à 4 zéros de transmission, la synthèse électromagnétique des différents éléments est réalisée pour calculer les dimensions initiales et les sensibilités.

#### ↳ Diamètre / hauteur de cavités

Le rapport de forme des cavités (diamètre / hauteur) est déterminé de façon à utiliser le mode de résonance  $TE_{113}$ . Les dimensions géométriques des cavités que nous avons obtenues sont répertoriées dans le tableau IV.6 ainsi que la résonance du mode considéré et son isolation par rapport aux autres modes de cavité.

Dimensions	Hauteur (mm)	Diamètre (mm)	Fréquence du mode $H_{113}$ (MHz)	Isolation du mode (MHz)
Cavités	28,3	12	18643	16571 → 20308

**Tableau IV.6 :** Dimensions géométriques des cavités

#### ↳ Dimensionnement des iris d'excitation et ajustement des cavités d'entrée / sortie

La longueur de l'iris d'excitation est déterminée de manière à faire résonner la structure d'étude à la fréquence centrale du filtre  $f_0$  tout en obtenant le coefficient de couplage désiré.

Les dimensions des iris d'entrée et sortie répondant à l'ensemble de ces critères sont présentées sur la figure IV.30.

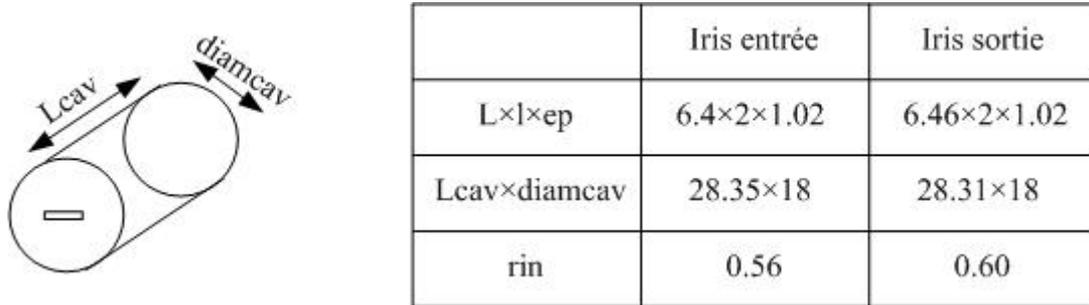


Figure IV.30 : Dimensionnement des iris d'excitation

↳ Dimensionnement des iris de couplage interpolarisations

La largeur des iris est fixée à 1 mm, et l'épaisseur à 1,02 mm. A partir des structures présentées sur la figure IV.31, une analyse du couplage interpolarisations est réalisée pour différentes longueurs d'iris de couplage et de hauteurs de cavité. Les abaques ainsi obtenus sont présentés sur la figure IV.31.

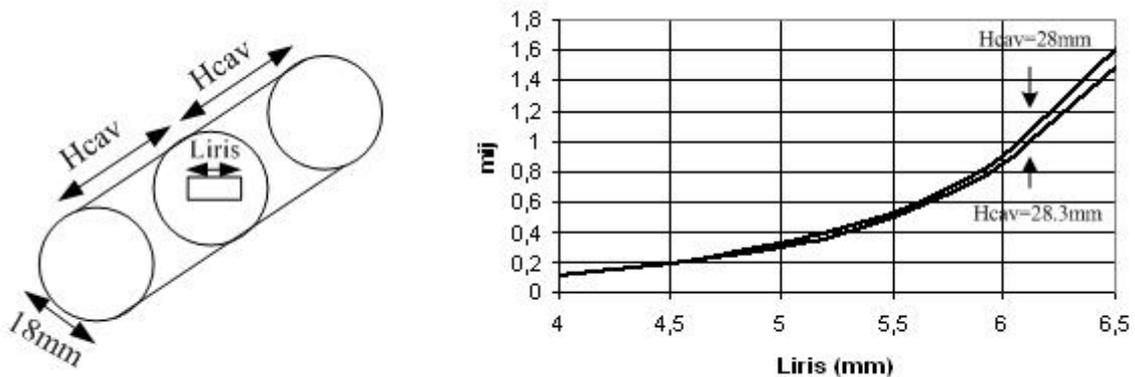
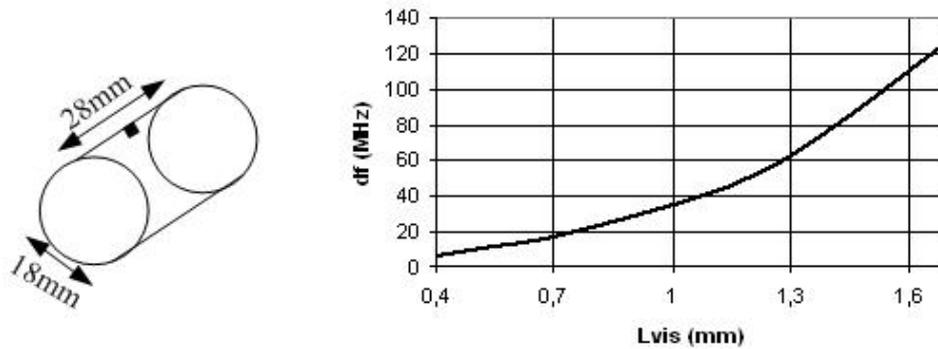


Figure IV.31 : Dimensionnement des iris de couplage

↳ Enfoncement des vis de réglage

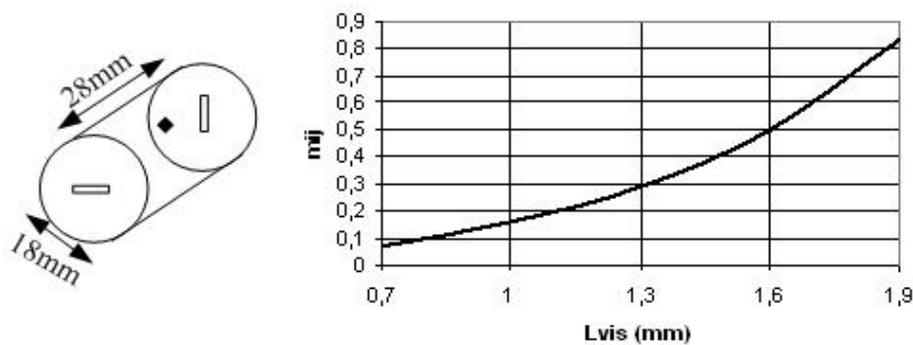
Afin d'étudier la sensibilité du décalage fréquentiel  $df$  par rapport à l'enfoncement des vis de réglage, un abaque donnant le décalage fréquentiel  $df$  produit par rapport à la structure dépourvue d'éléments de réglage est établi, et présenté sur la figure IV.32.



**Figure IV.32 :** Enfoncement des vis de réglage

#### ✎ Dimensionnement des vis de couplage interpolarisations

Un abaque donnant la sensibilité à l'enfoncement des vis de couplage entre deux modes orthogonaux d'une même cavité est réalisé pour différentes profondeurs de pénétration de vis, il est présenté sur la figure IV.33.



**Figure IV.33 :** Dimensionnement de vis de couplage interpolarisations

### III.2.2. CONCEPTION ELECTROMAGNETIQUE GLOBALE

A partir de la matrice de couplage théorique du filtre, et des abaques de sensibilité, l'ensemble des dimensions du filtre (cavités, iris et vis) ont pu être initialisées. L'analyse électromagnétique globale du filtre est alors réalisée en appliquant la boucle d'optimisation par identification. Après chaque analyse électromagnétique, la matrice de couplage correspondante, qui est unique, peut être identifiée. En comparant la matrice identifiée à la matrice objectif, il est alors possible de corriger les dimensions adéquates.

Cependant, bien qu'ayant la matrice identifiée proche de la matrice théorique, la réponse électromagnétique reste assez éloignée de la réponse attendue comme présenté sur la figure IV.34. La matrice électromagnétique identifiée est donnée par :

0.5724

0.5824

-0.1391	0.7820	<b>-0.0081</b>	<b>-0.0012</b>	<b>-0.0017</b>	<b>0.0007</b>	<b>0.0036</b>	<b>0.0025</b>	<b>0.0001</b>	<b>-0.0002</b>	<b>0.0001</b>
0.7820	0.1621	0.4723	<b>-0.0082</b>	<b>0.0002</b>	<b>0.0088</b>	<b>-0.0017</b>	<b>0.0064</b>	<b>-0.0005</b>	<b>-0.0019</b>	<b>0.0000</b>
<b>-0.0081</b>	0.4723	-0.2727	0.4487	<b>-0.0035</b>	-0.3002	<b>0.0067</b>	<b>-0.0003</b>	<b>0.0026</b>	<b>-0.0013</b>	<b>0.0003</b>
<b>-0.0012</b>	<b>-0.0082</b>	0.4487	0.3008	0.7672	<b>-0.0040</b>	<b>0.0001</b>	<b>-0.0032</b>	<b>-0.0002</b>	<b>0.0004</b>	<b>0.0000</b>
<b>-0.0017</b>	<b>0.0002</b>	<b>-0.0035</b>	0.7672	-0.3052	0.3946	<b>-0.0074</b>	<b>-0.0008</b>	<b>-0.0024</b>	<b>0.0007</b>	<b>-0.0018</b>
<b>0.0007</b>	<b>0.0088</b>	-0.3002	<b>-0.0040</b>	0.3946	0.3227	0.5545	<b>-0.0001</b>	<b>-0.0008</b>	<b>-0.0126</b>	<b>-0.0019</b>
<b>0.0036</b>	<b>-0.0017</b>	<b>0.0067</b>	<b>0.0001</b>	<b>-0.0074</b>	0.5545	-0.2982	0.1695	<b>-0.0026</b>	0.3937	<b>-0.0084</b>
<b>0.0025</b>	<b>0.0064</b>	<b>-0.0003</b>	<b>-0.0032</b>	<b>-0.0008</b>	<b>-0.0001</b>	<b>0.1695</b>	0.5108	0.2648	<b>-0.0016</b>	<b>-0.0008</b>
<b>0.0001</b>	<b>-0.0005</b>	<b>0.0026</b>	<b>-0.0002</b>	<b>-0.0024</b>	<b>-0.0008</b>	<b>-0.0026</b>	0.2648	-0.1223	0.2785	<b>0.0008</b>
<b>-0.0002</b>	<b>-0.0019</b>	<b>-0.0013</b>	<b>0.0004</b>	<b>0.0007</b>	<b>-0.0126</b>	0.3937	<b>-0.0016</b>	0.2785	0.1353	0.7777
<b>0.0001</b>	<b>0.0000</b>	<b>0.0003</b>	<b>0.0000</b>	<b>-0.0018</b>	<b>-0.0019</b>	<b>-0.0084</b>	<b>-0.0008</b>	<b>0.0008</b>	0.7777	-0.1078

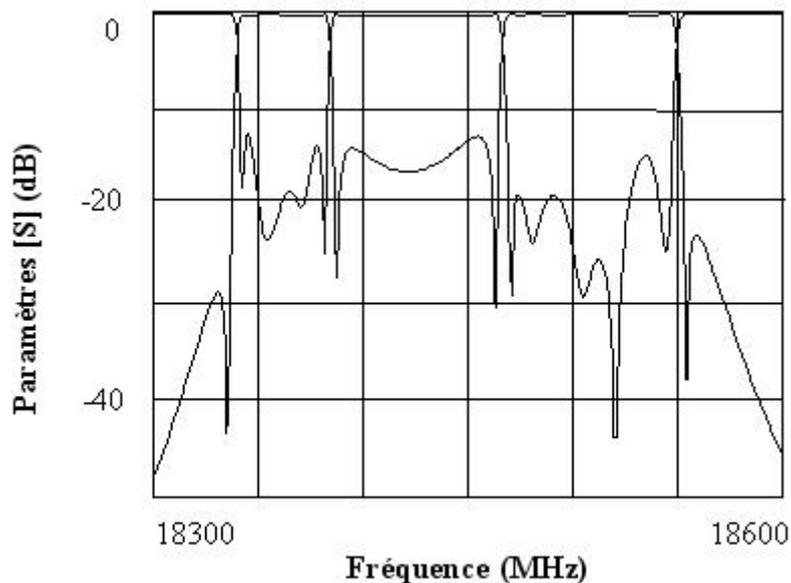


Figure IV.34 : Réponse électromagnétique

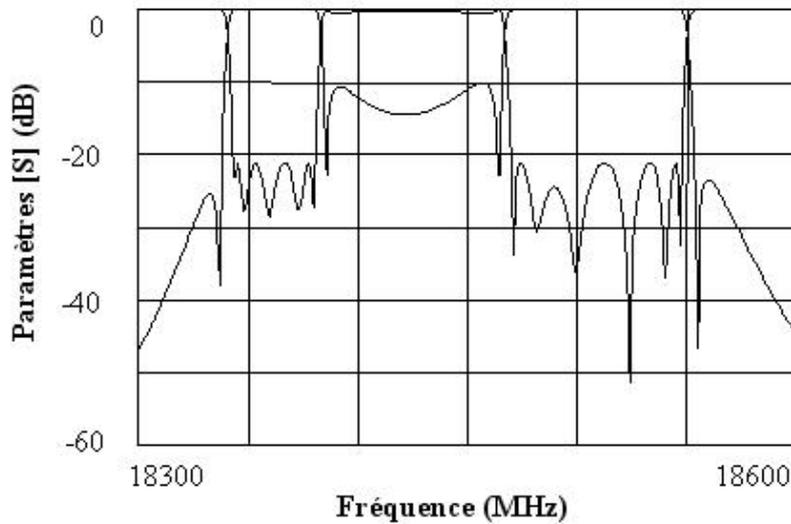
Cet écart est dû à la présence de couplages parasites identifiés par l'analyse électromagnétique (termes en gras dans la matrice de couplage), alors qu'ils étaient tous supposés nuls lors de l'étude circuit. Il est donc nécessaire de définir une nouvelle matrice théorique qui prenne en compte ces couplages parasites. Pour cela, l'ensemble des termes parasites est alors pris en compte dans la matrice objectif, puis l'ensemble des couplages réalisables est ensuite réoptimisé pour obtenir une matrice respectant le cahier des charges. La nouvelle matrice théorique, ainsi obtenue, prenant en compte l'ensemble des couplages parasites est donnée par :

0.6480

0.5564

-0.0989	0.7932	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----
0.7932	0.1488	0.4930	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----
-----	0.4930	-0.2045	0.4527	-----	-0.3205	-----	-----	-----	-----	-----
-----	-----	0.4527	0.2849	0.7760	-----	-----	-----	-----	-----	-----
-----	-----	-----	0.7760	-0.2869	0.4048	-----	-----	-----	-----	-----
-----	-----	-0.3205	-----	0.4048	0.3384	0.5266	-----	-----	-----	-----
-----	-----	-----	-----	-----	0.5266	-0.2934	0.1648	-----	0.4152	-----
-----	-----	-----	-----	-----	-----	0.1648	0.5614	0.2102	-----	-----
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	0.2102	-0.1509	0.2613	-----
-----	-----	-----	-----	-----	-----	0.4152	-----	0.2613	0.1824	0.7606
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	0.7606	-0.1749

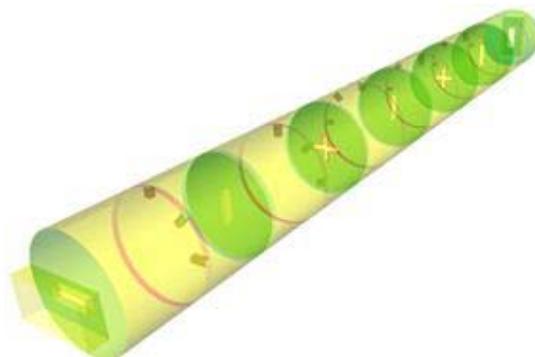
et la réponse théorique est présentée en figure IV.35.



**Figure IV.35 :** Réponse objectif après compensation des couplages parasites

Une nouvelle optimisation électromagnétique est réalisée, en utilisant la matrice théorique prenant en compte les couplages parasites.

La structure du filtre 11 pôles est présentée sur la figure IV.36.



**Figure IV.36 :** Structure du filtre 11 pôles

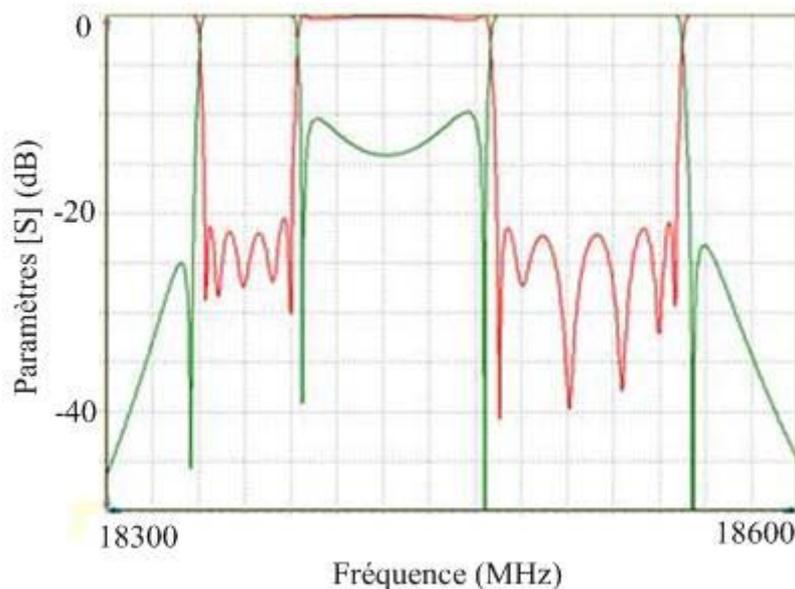
La matrice électromagnétique identifiée en fin d'optimisation après une quinzaine d'itérations (les temps de calcul pour une itération sont de 10 à 15 minutes), est donnée par :

0.6478

0.5553

$$\begin{pmatrix} -0.0975 & 0.7980 & -0.0085 & -0.0009 & -0.0015 & 0.0006 & 0.0034 & 0.0030 & -0.0008 & -0.0007 & 0.0000 \\ 0.7980 & 0.1345 & 0.4932 & -0.0083 & 0.0006 & 0.0093 & -0.0030 & 0.0062 & -0.0007 & -0.0014 & 0.0006 \\ -0.0085 & 0.4932 & -0.2014 & 0.4540 & -0.0036 & -0.3208 & 0.0079 & -0.0008 & 0.0036 & -0.0010 & 0.0003 \\ -0.0009 & -0.0083 & 0.4540 & 0.2778 & 0.7765 & -0.0041 & 0.0004 & -0.0034 & -0.0002 & 0.0004 & 0.0001 \\ -0.0015 & 0.0006 & -0.0036 & 0.7765 & -0.2867 & 0.4056 & -0.0082 & -0.0007 & -0.0029 & 0.0008 & -0.0023 \\ 0.0006 & 0.0093 & -0.3208 & -0.0041 & 0.4056 & 0.3337 & 0.5276 & 0.0002 & -0.0005 & -0.0142 & -0.0018 \\ 0.0034 & -0.0030 & 0.0079 & 0.0004 & -0.0082 & 0.5276 & -0.2974 & 0.1634 & -0.0020 & 0.4159 & -0.0095 \\ 0.0030 & 0.0062 & -0.0008 & -0.0034 & -0.0007 & 0.0002 & 0.1634 & 0.5593 & 0.2113 & -0.0013 & -0.0006 \\ -0.0008 & -0.0007 & 0.0036 & -0.0002 & -0.0029 & -0.0005 & -0.0020 & 0.2113 & -0.1499 & 0.2589 & 0.0007 \\ -0.0007 & -0.0014 & -0.0010 & 0.0004 & 0.0008 & -0.0142 & 0.4159 & -0.0013 & 0.2589 & 0.1824 & 0.7581 \\ 0.0000 & 0.0006 & 0.0003 & 0.0001 & -0.0023 & -0.0018 & -0.0095 & -0.0006 & 0.0007 & 0.7581 & -0.1729 \end{pmatrix}$$

et la réponse électromagnétique ainsi obtenue est présentée sur la figure IV.37.



**Figure IV.37** : Réponse électromagnétique après optimisation de la structure

L'ensemble des dimensions obtenues est récapitulé dans les tableaux IV.7 à IV.9.

	<b>D x H (mm)</b>
<b>Cavité 12</b>	18 x 27,96
<b>Cavité 34</b>	18 x 28,79
<b>Cavité 56</b>	18 x 28,31
<b>Cavité 72</b>	18 x 28,32
<b>Cavité 910</b>	18 x 28,34
<b>Cavité 11</b>	18 x 27,97

**Tableau IV.7** : Dimensions des cavités

	<b>L x l x e</b>		<b>L x l x e</b>
<b>Iris entrée</b>	6,40 x 2 x 1,02	<b>Iris 1011</b>	5,9 x 1 x 1,02
<b>Iris 23</b>	5,44 x 1 x 1,02	<b>Iris 36</b>	5,13 x 1 x 1,02
<b>Iris 45</b>	5,99 x 1 x 1,02	<b>Iris 716</b>	5,35 x 1 x 1,02
<b>Iris 67</b>	5,5 x 1 x 1,02	<b>Iris sortie</b>	6,325 x 2 x 1,02
<b>Iris 89</b>	4,76 x 1 x 1,02		

**Tableau IV.8** : Dimensions des iris

<b>Vis 1</b>	1,46	<b>Vis 7</b>	1,49
<b>Vis 12</b>	2,52	<b>Vis 78</b>	1,24
<b>Vis 2</b>	2,61	<b>Vis 8</b>	2,53
<b>Vis 3</b>	1,54	<b>Vis 9</b>	2,15
<b>Vis 34</b>	2,01	<b>Vis 910</b>	1,56
<b>Vis 4</b>	2,10	<b>Vis 10</b>	1,49
<b>Vis 5</b>	1,51	<b>Vis 11</b>	1,54
<b>Vis 56</b>	1,93		
<b>Vis 6</b>	2,00		

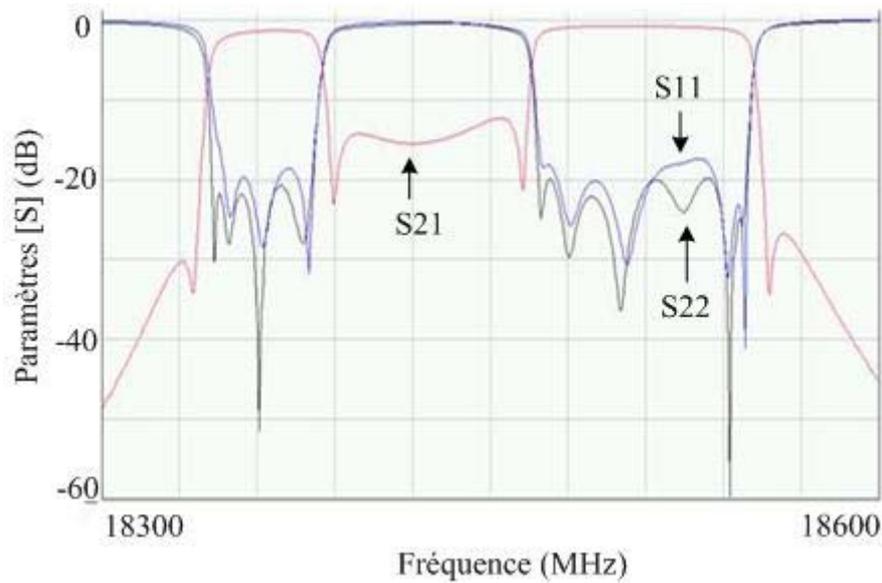
**Tableau IV.9** : Enfoncement des vis

### III.2.3. REALISATION EXPERIMENTALE

Le filtre ainsi dimensionné a été réalisé par Alcatel Space. Une photographie de la réalisation est présentée sur la figure IV.38.

**Figure IV.38** : Réalisation du filtre bande dissymétrique à 11 pôles

Le filtre a alors été réglé pour répondre au mieux au cahier des charges, la réponse correspondante est donnée sur la figure IV.39.



**Figure IV.39** : Mesures du filtre bibande à 11 pôles

Un très bon accord entre les simulations et les mesures est obtenu, tant au niveau des fréquences centrales que des largeurs de bande passante.

La matrice identifiée, correspondante aux mesures est donnée par :

0.6827

0.5488

$$\begin{pmatrix} -0.1199 & 0.8132 & -0.0077 & -0.0007 & -0.0015 & 0.0000 & 0.0037 & 0.0035 & -0.0003 & -0.0010 & 0.0006 \\ 0.8132 & 0.1028 & 0.4919 & -0.0080 & 0.0006 & 0.0075 & -0.0035 & 0.0076 & -0.0009 & -0.0016 & 0.0009 \\ -0.0077 & 0.4919 & -0.1728 & 0.4952 & -0.0035 & -0.3129 & 0.0065 & -0.0010 & 0.0036 & -0.0006 & 0.0007 \\ -0.0007 & -0.0080 & 0.4952 & 0.2303 & 0.7594 & -0.0039 & 0.0007 & -0.0044 & -0.0001 & 0.0009 & 0.0001 \\ -0.0015 & 0.0006 & -0.0035 & 0.7594 & -0.2602 & 0.4432 & -0.0081 & -0.0009 & -0.0033 & 0.0007 & -0.0021 \\ 0.0000 & 0.0075 & -0.3129 & -0.0039 & 0.4432 & 0.3063 & 0.5042 & 0.0003 & -0.0007 & -0.0140 & -0.0021 \\ 0.0037 & -0.0035 & 0.0065 & 0.0007 & -0.0081 & 0.5042 & -0.3179 & 0.2105 & -0.0019 & 0.4088 & -0.0091 \\ 0.0035 & 0.0076 & -0.0010 & -0.0044 & -0.0009 & 0.0003 & 0.2105 & 0.5311 & 0.2259 & -0.0014 & -0.0007 \\ -0.0003 & -0.0009 & 0.0036 & -0.0001 & -0.0033 & -0.0007 & -0.0019 & 0.2259 & -0.1409 & 0.2794 & 0.0006 \\ -0.0010 & -0.0016 & -0.0006 & 0.0009 & 0.0007 & -0.0140 & 0.4088 & -0.0014 & 0.2794 & 0.1456 & 0.7478 \\ 0.0006 & 0.0009 & 0.0007 & 0.0001 & -0.0021 & -0.0021 & -0.0091 & -0.0007 & 0.0006 & 0.7478 & -0.1634 \end{pmatrix}$$

et est en bon accord avec la matrice idéale.

Cette réalisation permet de valider la méthode de synthèse des filtres bibandes associée à la synthèse approchée. Elle permet de simplifier l'architecture du filtre, tout en réduisant l'ordre réduit du filtre à une solution unique réelle, éliminant ainsi les problèmes de convergence pour l'optimisation électromagnétique et le réglage par identification.

Dans la suite de ce rapport, la technique de synthèse approchée est à nouveau employée, pour concevoir un filtre à 5 zéros de transmission, permettant d'améliorer la sélectivité dans la bande rejetée intermédiaire.

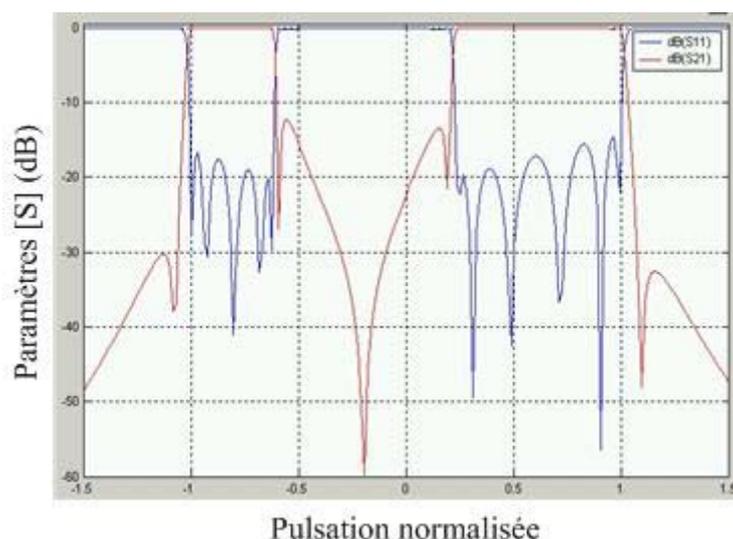
### III.3 AMELIORATION DES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU FILTRE

Dans le cadre d'une étude théorique, une deuxième étude circuit a été réalisée sur la conception du filtre bande dissymétrique en bande Ka. L'objectif principal est d'améliorer la réjection dans la bande stoppée intermédiaire. Pour cela, un zéro de transmission supplémentaire est rajouté dans cette bande.

La fonction de transfert du filtre bande à 5 zéros est tout d'abord construite à partir des polynômes initiaux P0 et R0 de la fonction de transfert à 4 zéros. Un zéro supplémentaire est ajouté dans la bande stoppée intermédiaire. Les positions normalisées des pôles et des zéros sont donc initialisés aux valeurs suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{lllll} sp0_1 = -j1,0758 & sp0_2 = -j0,5925 & sp0_3 = -j0,1968 & sp0_4 = j0,1988 & sp0_5 = j1,0954 \\ sr0_1 = -j0,9927 & sr0_2 = -j0,9276 & sr0_3 = -j0,7988 & sr0_4 = -j0,6768 & sr0_5 = -j0,6526 \\ sr0_6 = j0,2432 & sr0_7 = j0,3107 & sr0_8 = j0,4859 & sr0_9 = j0,7198 & sr0_{10} = j0,9063 \\ sr0_{11} = j0,9908 \end{array} \right.$$

La fonction de transfert correspondante est donnée sur la figure IV.40.

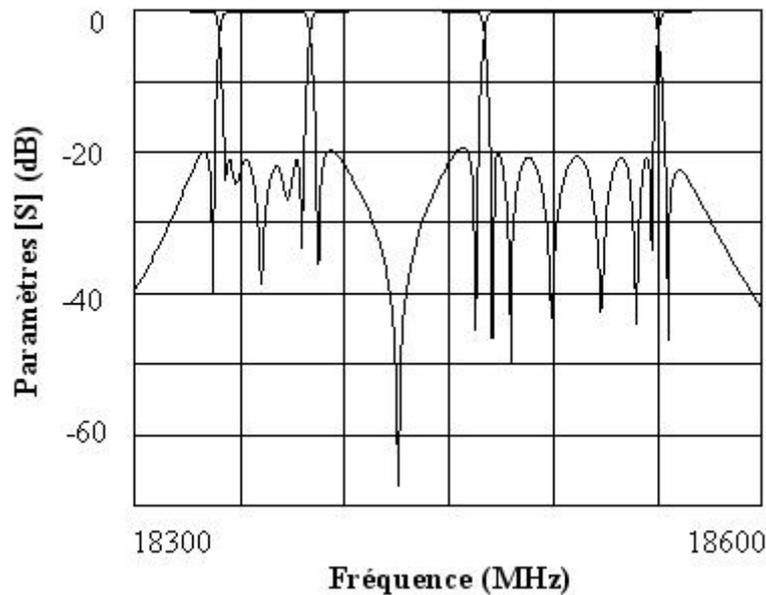


**Figure IV.40 :** Fonction de transfert dissymétrique à 5 zéros après initialisation des pôles et des zéros

Les caractéristiques de la fonction de transfert (pôles, zéros,  $\varepsilon$ ) sont ensuite optimisées pour obtenir une réponse en accord avec le cahier des charges. Après optimisation, les polynômes caractéristiques sont donnés par :

$$\left\{ \begin{array}{lllll} sp0_1 = -j1,0436 & sp0_2 = -j0,5529 & sp0_3 = -j0,1815 & sp0_4 = j0,1775 & sp0_5 = j1,0739 \\ sr0_1 = -j0,9881 & sr0_2 = -j0,9328 & sr0_3 = -j0,8156 & sr0_4 = -j0,6979 & sr0_5 = -j0,6264 \\ sr0_6 = j0,2550 & sr0_7 = j0,3456 & sr0_8 = j0,5348 & sr0_9 = j0,7564 & sr0_{10} = j0,9250 \\ sr0_{11} = j0,9995 \end{array} \right.$$

La fonction de transfert correspondante est présentée sur la figure IV.41.



**Figure IV.41** : Fonction de transfert dissymétrique à 5 zéros après optimisation des pôles et des zéros

La matrice en flèche est alors calculée, et a la forme suivante :

$$\begin{array}{l} 0.596 \\ 0.596 \end{array} \left( \begin{array}{cccccccccccc} -0.125 & 0.788 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 \\ 0.788 & 0.138 & 0.482 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 \\ 0.000 & 0.482 & -0.272 & 0.536 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 \\ 0.000 & 0.000 & 0.536 & 0.314 & -0.531 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & -0.531 & -0.333 & -0.328 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & -0.258 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & -0.328 & 0.264 & -0.683 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.094 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & -0.683 & -0.285 & -0.455 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.170 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & -0.455 & 0.103 & -0.581 & 0.000 & 0.000 & -0.029 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & -0.581 & 0.251 & -0.103 & 0.408 & 0.000 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & -0.103 & 0.312 & 0.591 & 0.000 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & 0.000 & -0.258 & 0.094 & 0.170 & -0.029 & 0.408 & 0.591 & -0.125 & 0.000 \end{array} \right)$$



L'objectif de ce travail a donc été double :

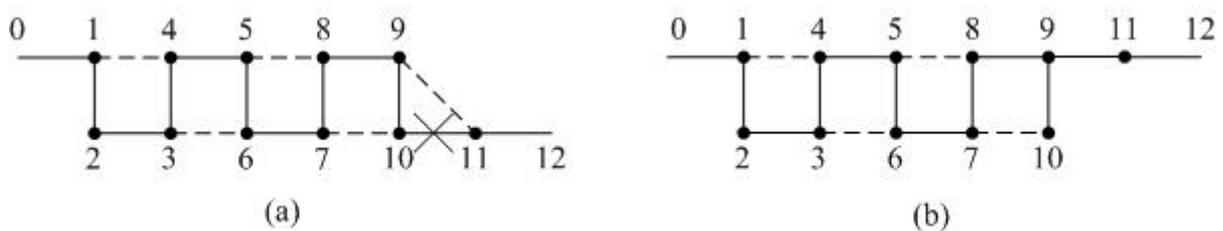
- ↪ Diminuer l'ordre réduit du filtre à une solution unique, en éliminant certains couplages, par la méthode de synthèse approchée.
- ↪ Supprimer des couplages permettant de retrouver une topologie sans couplage croisé. La suppression des couplages doit également se faire en respectant les critères spécifiés précédemment (couplages de faible valeur, n'appartenant pas au chemin le plus court).

Deux modifications de topologie permettent de réduire l'ordre du filtre, tout en supprimant le couplage croisé.

### Cas 1

En cherchant à supprimer le couplage  $m_{1011}$ , l'ordre réduit du filtre est 1. Pour une fonction de transfert donnée, il n'existe qu'une seule matrice de couplage dans la topologie ainsi modifiée, comme présenté sur la figure IV.43.

De plus, cette modification de topologie permet d'éliminer le couplage croisé, et ainsi retrouver l'alignement des iris et cavités.



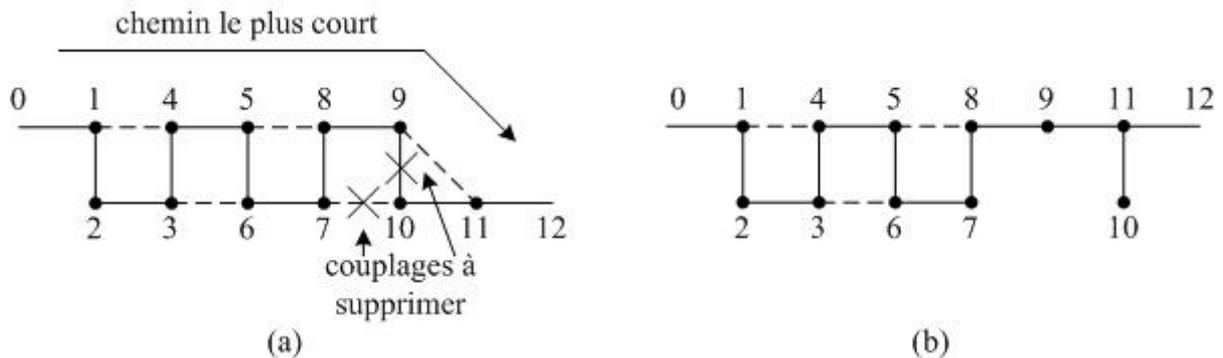
**Figure IV.43 :** (a) topologie initiale  
(b) topologie modifiée par synthèse approchée

Une matrice de couplage où le couplage  $m_{101}$  est faible, a donc été choisie parmi l'ensemble des 79 solutions. Ce couplage a ensuite été annulé, puis l'ensemble des termes restants ont été réoptimisés, afin d'obtenir une réponse en accord avec le cahier des charges.

Cependant, la matrice de couplage obtenue après réoptimisation de l'ensemble des couplages présente des termes assez inhomogènes, en particulier au niveau des enfoncements des vis de réglage, ce qui peut être handicapant en vue d'une réalisation du dispositif.

### Cas 2

La deuxième solution consiste à supprimer un couplage par vis (m910) et un couplage par iris (m710). La topologie prend alors la forme présentée en figure IV.44.



**Figure IV.44 :** (a) topologie initiale

(b) topologie après suppression des couplages m710 et m910

Cette modification de topologie permet également de diminuer l'ordre réduit du filtre à 1, tout en se ramenant à une forme sans couplage croisé.

La matrice de départ, à partir de laquelle vont être supprimés les couplages m710 et m910, est choisie parmi l'ensemble des 79 matrices solutions :

0.5700

0.5970

-0.1622	-0.2390	0.0000	0.7339	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
-0.2390	0.3797	0.3031	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.3031	0.0832	0.4539	0.0000	-0.2084	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.7339	0.0000	0.4539	0.1311	-0.3634	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	-0.3634	-0.4587	0.1867	0.0000	-0.3008	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	-0.2084	0.0000	0.1867	0.1774	0.8708	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.8708	-0.2404	0.2463	0.0000	0.0847	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.3008	0.0000	0.2463	0.3009	-0.6991	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.6991	-0.1422	0.0038	-0.4837
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0847	0.0000	0.0038	0.2776	-0.6347
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.4837	-0.6347	-0.0851

En effet, les couplages  $m_{710}$  ( $=0,0847$ ) et  $m_{910}$  ( $=0,0038$ ) y sont suffisamment faibles pour ne pas dégrader de façon trop importante la réponse, après leur annulation.

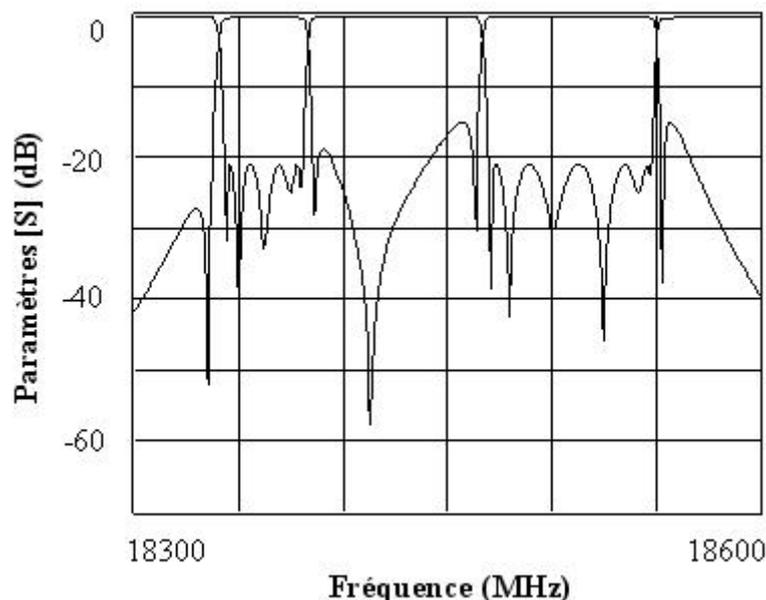
Une fois ces couplages supprimés (c'est à dire mis à zéros), les couplages et réglages restant sont réoptimisés afin d'obtenir une réponse en accord avec la réponse idéale. La matrice de couplage ainsi optimisée est donnée par :

0.5870

0.5930

-0.1695	0.2530	0.0000	-0.7290	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.2530	0.3857	0.2880	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.2880	0.0794	0.4660	0.0000	0.2069	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
-0.7290	0.0000	0.4660	0.1336	0.3710	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.3710	-0.4524	0.1800	0.0000	0.3154	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.2069	0.0000	0.1800	0.1701	-0.8810	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	-0.8810	-0.2388	0.2464	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.3154	0.0000	0.2464	0.2287	0.6943	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.6943	-0.1700	0.0000	0.4868	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.3046	-0.6200
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.4868	-0.6200	-0.1385	0.0000

et la réponse circuit correspondante est présentée sur la figure IV.45.



**Figure IV.45 :** Réponse circuit après suppression des couplages  $m_{710}$  et  $m_{910}$

Cette solution est très intéressante car elle est unique, donc ne posera pas de problèmes pour la conception électromagnétique, ni pour le réglage expérimental, et d'autre part, elle permet d'éliminer les couplages croisés.

La réalisation du filtre se trouve alors simplifiée, puisqu'il n'est plus nécessaire de désaligner la cavité et l'iris de sortie du filtre.

#### IV. CONCLUSION

Dans ce quatrième chapitre, des méthodologies et des outils de synthèse appropriés à la conception de filtres complexes ont été développés. Ces méthodes permettent de construire la fonction de transfert d'un filtre à double bandes passantes, puis de calculer la matrice de couplage correspondante pour une réalisation en cavités bimodes.

Ces filtres ayant un ordre élevé, une synthèse exhaustive est appliquée, et montre que plusieurs matrices de couplage permettent de réaliser la même fonction de filtrage dans une topologie donnée.

Cette méthodologie est associée à une technique de synthèse approchée pour réduire le jeu de solutions à une solution unique, et ainsi éviter les problèmes de convergence lors de l'optimisation par identification. Au cours de cette étape, il est important de choisir une matrice parmi l'ensemble de solutions, la plus adaptée pour la simplification.

De plus, la méthode de synthèse approchée permet de simplifier la réalisation en remplaçant, par exemple, des iris en croix par des iris simples, ou en éliminant la présence de couplages croisés. Ces méthodes ont été validées par la conception d'un filtre bibande symétrique 8 pôles en bande X et un filtre bibande dissymétrique 11 pôles en bande Ku.

Enfin, les méthodes de synthèse exhaustives et approchées ont été appliquées au cas du filtre bibande, mais restent valables pour l'ensemble des filtres à fonction de transfert classique, présentant plusieurs matrices de couplage solutions pour une fonction de transfert donnée.



# **CONCLUSION**

## **GENERALE**



## CONCLUSION GENERALE

Au cours de ce travail de thèse, différentes méthodes de synthèses pour la conception de dispositifs hyperfréquences embarqués dans la charge utile des satellites de télécommunications ont été mises en place, avec le soutien de la société Alcatel Space Toulouse.

Pour cela, les dispositifs de filtrage et de multiplexage présents dans la charge utile des satellites de télécommunications ont tout d'abord été étudiés, dans le premier chapitre. Les différentes topologies de filtres utilisés dans la chaîne de transmission, ainsi que les différentes techniques de multiplexage ont été décrites, montrant alors que les multiplexeurs sur manifold sont les dispositifs les plus adaptés, et offrant les meilleures performances pour le multiplexage spatial.

Dans le second chapitre, un état de l'art portant sur la conception des dispositifs de filtrage et de multiplexage de charge utile a été présenté. La synthèse des filtres hyperfréquences a été décrite. Les méthodes d'analyse électromagnétique par mode matching, ou par éléments finis, particulièrement bien adaptées pour l'analyse des dispositifs volumiques, ont ensuite été présentées. Les méthodes de conception des filtres volumiques en cavités bimodes par segmentation et par identification ont alors été développées. Enfin, les méthodes de modélisation et d'optimisation des multiplexeurs sur manifold ont été décrites. Cette étude a montré la nécessité de prendre en compte l'influence de l'iris d'excitation et des modes supérieurs dans la schématique de l'OMUX, afin d'obtenir une modélisation rigoureuse du multiplexeur.

Dans le troisième chapitre, un modèle d'inverseur électromagnétique dynamique a été développé. Il permet, en l'associant au circuit électrique équivalent monobande et bande étroite du filtre, de prendre en compte l'influence de l'iris d'excitation et des modes supérieurs, et ainsi reproduire le comportement global de chaque filtre, sans pour autant devoir réaliser une analyse électromagnétique globale de chacun d'eux. L'intérêt de ce modèle est d'être basé sur une structure simplifiée, les temps de calcul sont rapides, et donc compatibles pour une optimisation globale du multiplexeur. Le modèle a été validé à l'aide d'un OMUX démonstrateur à trois canaux en bande Ku, mis en place par Alcatel Space. Le modèle développé a été transféré chez l'industriel partenaire.

L'origine des problèmes rencontrés lors de la conception des multiplexeurs sur manifold ont ensuite été identifiés. Ils peuvent être dû à des phénomènes de recombinaisons de l'onde électromagnétique dans la manifold, créant alors des zéros de transmission parasites, ou encore à des phénomènes de résonance dans le manifold. Une méthode d'initialisation des longueurs de segments de guide dans le manifold a été mise en place, afin d'évaluer la faisabilité de conception de l'OMUX.

Enfin, dans le quatrième chapitre, une méthodologie de conception de filtres à double bandes passantes a été mise en place. Cette méthode a été validée par la conception d'un filtre à réponse symétrique en bande X, et d'un filtre à réponse dissymétrique en bande Ka. Une méthode de synthèse exhaustive a également été utilisée, et associée à une technique de synthèse approchée. Ces méthodes permettent de simplifier la réalisation d'un filtre, en supprimant les couplages les plus faibles. Elles permettent également d'éviter les problèmes de convergence qui peuvent se rencontrer lors de la conception par identification des filtres d'ordres élevés. Ce travail a été réalisé en collaboration avec l'INRIA, et Alcatel Space s'est chargé de la réalisation d'une maquette.

Les travaux réalisés au cours de cette thèse ont ainsi permis d'apporter de nouvelles solutions dans le cadre de la synthèse et de l'optimisation de filtres et d'OMUX. En effet, il devient possible de réaliser des modélisations hybrides rigoureuses de multiplexeurs, associant circuits électriques équivalents et modèles électromagnétiques, l'ensemble restant compatible lors de la phase d'optimisation du dispositif.

La méthode de synthèse de filtre à double bandes passantes (symétrique et/ou dissymétrique) permet, quant à elle, d'apporter de nouvelles perspectives dans la construction des architectures des satellites de télécommunications. Enfin, l'utilisation des méthodes de synthèse exhaustive et approchée, permet une conception simplifiée des filtres d'ordres élevés (filtres bibandes, filtres d'OMUX,...) en utilisant des méthodes classiques d'identification.

Cet ensemble d'outils et de méthodologies d'application de ces outils ont été développés dans le cadre de ce travail de thèse pour des applications à des technologies de filtres en cavité métalliques cylindriques fonctionnant sur des modes duaux.

Ces outils pourront bien entendu être exploités pour aider à la conception de dispositifs réalisés dans d'autres technologies. Ces technologies peuvent s'inscrire, d'une part

dans une famille dite aujourd'hui conventionnelle pour le domaine spatial. Des filtres IMUX et OMUX intégrant des plaques diélectriques pour des applications autour de 4 GHz pourront en particulier être conçus en utilisant ces nouveaux moyens de calculs.

Il sera cependant intéressant d'exploiter d'autre part, ces outils pour mettre au point de nouvelles topologies et/ou technologies de filtres, adaptées à des spécifications millimétrique et submillimétrique, aux solutions de type périodique, aux technologies micro-usinées sur Silicium ou autre support, à l'exploitation des procédés de stéréolithographie,...

Une part des recherches portant sur les outils s'oriente par ailleurs actuellement vers le domaine de l'optimisation de forme des dispositifs. Les topologies de résonateurs "imaginées" par les outils sont complexes. Il sera indispensable selon nous, d'associer les outils de synthèse développés ici à ces outils d'optimisation de forme pour maîtriser la conception de solutions innovantes dans ce domaine du filtrage. Nous disposons dès à présent d'un ensemble d'outils complexes, multiphysiques, pour la conception des filtres, IMUX ou OMUX. Seul un concepteur "averti" peut aujourd'hui exploiter efficacement cet ensemble. Il est donc important dans ce domaine du filtrage d'intégrer nos outils et connaissances dans un environnement d'aide à la conception, par exemple sur le modèle de ce qui a été montré pour des amplificateurs dans le cadre d'une convention avec le CNES et l'IRCOM.



# **ANNEXES**



## Annexe 1

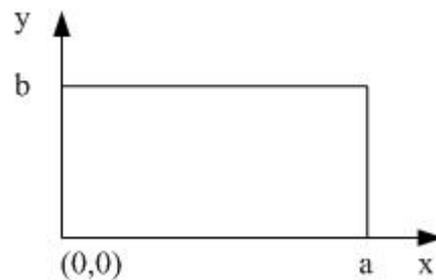
### *Expression des champs électromagnétiques dans un guide d'onde rectangulaire*

#### I. Détermination des champs électromagnétiques dans un guide d'onde rectangulaire

Le champ électromagnétique, dans un guide d'onde homogène, peut être considéré comme la superposition de deux ondes : celles de type transverse électrique, ou mode TE, et celles de type transverse magnétique, ou mode TM. Les champs électriques  $\vec{E}$  et magnétiques  $\vec{H}$  doivent satisfaire les conditions aux limites sur les parois conductrices du guide et il existe une infinité de répartitions vérifiant ces conditions, chacune correspondant à un mode.

Dans le plan d'une discontinuité, les champs transverses devant être continus, il est nécessaire de connaître les composantes transverses des champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  de chaque côté de la discontinuité.

Considérons un guide rectangulaire et un repère cartésien  $(O, x, y, z)$  dont l'origine est située dans un coin du rectangle de la section droite, comme le montre la figure A1-1.



**Figure A1.1:** Section transverse d'un guide d'onde rectangulaire

Les équations de Maxwell :

$$\begin{cases} \text{rot} \vec{E} = -j\omega\mu_0 \vec{H} \\ \text{rot} \vec{H} = j\omega\varepsilon_0 \vec{E} \end{cases} \quad (\text{A1-1})$$

conduisent aux équations suivantes :

↳ pour les modes TE :

$$\begin{cases} \vec{E}_T = \frac{j\omega\mu_0}{k_c^2} [\vec{e}_z \wedge \text{grad}\vec{H}_z] \\ \vec{H}_T = \frac{-\gamma}{k_c^2} \text{grad}\vec{H}_z \end{cases} \quad (\text{A1-2})$$

↳ pour les modes TM :

$$\begin{cases} \vec{E}_T = \frac{-\gamma}{k_c^2} \text{grad}\vec{E}_z \\ \vec{H}_T = \frac{-j\omega\epsilon_0}{k_c^2} [\vec{e}_z \wedge \text{grad}\vec{E}_z] \end{cases} \quad (\text{A1-3})$$

Avec  $k_c^2 = k_0^2 + \gamma^2$ , où  $\gamma = \alpha + j\beta$  est la constante de propagation du mode considéré, et  $k_0 = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ .

Les conditions aux limites sur le métal  $\vec{n} \wedge \vec{E} = \vec{0}$  (champ électrique tangentiel nul) et  $\vec{n} \cdot \vec{H} = 0$  (champ magnétique normal nul), et la résolution de l'équation d'onde :

$$\left[ \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_0^2 \right] \begin{Bmatrix} E_z \\ H_z \end{Bmatrix} = 0 \quad (\text{A1-4})$$

permettent de déterminer les composantes longitudinales  $E_z$  et  $H_z$  à une constante près.

↳ pour les modes TE :

$$H_z = H_0 \cos k_x x \cos k_y y \quad (\text{A1-5})$$

↳ pour les modes TM :

$$E_z = E_0 \sin k_x x \sin k_y y \quad (\text{A1-6})$$

avec  $k_x = \frac{m\pi}{a}$ , et  $k_y = \frac{n\pi}{b}$

Les équations (A1-3) et (A1-4) reportées dans (A1-1) et (A1-2) donnent les composantes des champs dans le repère orthonormé (O, x, y, z).

↳ pour les modes TE :

$$\vec{E} = \begin{pmatrix} j \frac{H_0 \omega \mu_0 k_y}{k_c^2} \cos k_x x \sin k_y y \\ -j \frac{H_0 \omega \mu_0 k_x}{k_c^2} \sin k_x x \cos k_y y \\ 0 \end{pmatrix}, \vec{H} = \begin{pmatrix} \frac{H_0 \gamma k_x}{k_c^2} \sin k_x x \cos k_y y \\ \frac{H_0 \gamma k_y}{k_c^2} \cos k_x x \sin k_y y \\ H_0 \cos k_x x \cos k_y y \end{pmatrix} \quad (A1-7)$$

↳ pour les modes TM :

$$\vec{E} = \begin{pmatrix} -\frac{E_0 \gamma k_x}{k_c^2} \cos k_x x \sin k_y y \\ \frac{E_0 \gamma k_y}{k_c^2} \sin k_x x \cos k_y y \\ E_0 \sin k_x x \sin k_y y \end{pmatrix}, \vec{H} = \begin{pmatrix} j \frac{E_0 \omega \epsilon_0 k_y}{k_c^2} \sin k_x x \cos k_y y \\ -j \frac{E_0 \omega \epsilon_0 k_x}{k_c^2} \cos k_x x \sin k_y y \\ 0 \end{pmatrix} \quad (A1-8)$$

Dans toutes ces relations, le facteur  $e^{-\gamma z} e^{j\omega t}$  est sous entendu. La propagation de l'onde est supposée se faire dans le sens des  $z > 0$ . Dans le cas contraire, il faut modifier les expressions, en remplaçant  $\gamma$  par  $-\gamma$ .

La détermination des constantes  $E_0$  et  $H_0$  se fait en normalisant la puissance qui traverse la section droite du guide :

$$\int_S \vec{E}_T \wedge \vec{H}_T^* \cdot d\vec{S} = \begin{cases} 1 & \text{si le mode est propagatif,} \\ j & \text{si le mode est un TE évanescent,} \\ -j & \text{si le mode est un TM évanescent.} \end{cases}$$

Les constantes  $E_0$  et  $H_0$  sont donc données par:

$$H_0 = \sqrt{\frac{\sigma_m \sigma_n}{ab}} \frac{k_c}{\sqrt{\omega \mu_0 |\gamma|}}, \text{ et } E_0 = \frac{2}{\sqrt{ab}} \frac{k_c}{\sqrt{\omega \epsilon_0 |\gamma|}} \quad (A1-9)$$

$$\text{Avec } |\gamma| = \begin{cases} \alpha & \text{si le mode considéré est évanescent} \\ \beta & \text{si le mode considéré est propageant} \end{cases}$$

$$k_c^2 = k_0^2 + \gamma^2 = k_x^2 + k_y^2,$$

$$\sigma_m = 2 \text{ (} m \neq 0 \text{) et } \sigma_m = 1 \text{ (} m = 0 \text{)}.$$

## II Expression des fonctions de base orthonormées

Connaissant l'expression des champs électromagnétiques, les fonctions de base orthonormées peuvent être calculées. Elles doivent vérifier  $\langle e_i, e_j \rangle = \langle h_i, h_j \rangle = \delta_{ij}$ , avec  $\delta_{ij} = 1$  si  $i=j$  et  $\delta_{ij} = 0$  dans les autres cas.

Les fonctions de base orthonormées sont donc données par :

↪ pour les modes TE :

$$e_{mn}^h \begin{cases} \sqrt{\frac{\sigma_m \sigma_n}{ab}} \frac{k_y}{k_c} \cos k_x x \sin k_y y \\ -\sqrt{\frac{\sigma_m \sigma_n}{ab}} \frac{k_x}{k_c} \sin k_x x \cos k_y y \end{cases}, \text{ et } h_{mn}^h \begin{cases} \sqrt{\frac{\sigma_m \sigma_n}{ab}} \frac{k_x}{k_c} \sin k_x x \cos k_y y \\ \sqrt{\frac{\sigma_m \sigma_n}{ab}} \frac{k_y}{k_c} \cos k_x x \sin k_y y \end{cases} \quad (\text{A1-10})$$

↪ pour les modes TM :

$$e_{mn}^e \begin{cases} -2 \frac{k_x}{\sqrt{ab}} \frac{k_x}{k_c} \cos k_x x \sin k_y y \\ -2 \frac{k_y}{\sqrt{ab}} \frac{k_y}{k_c} \sin k_x x \cos k_y y \end{cases}, \text{ et } h_{mn}^e \begin{cases} 2 \frac{k_y}{\sqrt{ab}} \frac{k_y}{k_c} \sin k_x x \cos k_y y \\ -2 \frac{k_x}{\sqrt{ab}} \frac{k_x}{k_c} \cos k_x x \sin k_y y \end{cases} \quad (\text{A1-11})$$

Les champs transverses peuvent s'exprimer en fonction des fonctions de base orthonormées, avec les relations :

↪ pour les modes TE :

$$E_T^h = j \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{|\gamma|}} e_{mn}^h, \text{ et } H_T^h = \frac{\gamma}{\sqrt{\omega \mu_0 |\gamma|}} h_{mn}^h \quad (\text{A1-12})$$

↳ pour les modes TM :

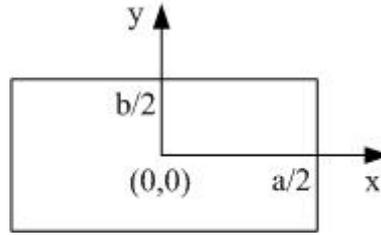
$$E_T^e = \frac{\gamma}{\sqrt{\omega\epsilon_0|\gamma|}} e_{mn}^e, \text{ et } H_T^e = j\sqrt{\frac{\omega\epsilon_0}{|\gamma|}} h_{mn}^e \quad (\text{A1-13})$$

Les nombres A et B sont alors définis par :

$$A_h = j\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{|\gamma|}}, B_h = \frac{\gamma}{\sqrt{\omega\mu_0|\gamma|}}, A_e = \frac{\gamma}{\sqrt{\omega\epsilon_0|\gamma|}}, \text{ et } B_e = j\sqrt{\frac{\omega\epsilon_0}{|\gamma|}} \quad (\text{A1-14})$$

### III. Changement de repères

Pour étudier une discontinuité formée de deux guides, il faut exprimer les champs des deux guides dans le même repère. Il est plus commode de choisir un repère centré sur l'axe du guide, notamment dans le cas de discontinuités uni-axiales (figure A1-2).



**Figure A1.2 :** Changement de repère

#### Conséquences du changement de repères sur les équations :

Les fonctions sinusoidales sont de la forme  $\cos k_x x$  ou  $\sin k_x x$  avec  $k_x = m\pi/a$ . Suivant la parité de  $m$ , les transformations sont les suivantes :

Si  $m$  est pair,  $\cos k_x x$  se transforme en  $(-1)^{m/2} \cos k_x x$ ,  
 $\sin k_x x$  se transforme en  $(-1)^{m/2} \sin k_x x$ .

Si  $m$  est impair,  $\cos k_x x$  se transforme en  $(-1)^{(m+1)/2} \sin k_x x$ ,  
 $\sin k_x x$  se transforme en  $(-1)^{(m-1)/2} \cos k_x x$ .

Pour effectuer les produits scalaires des fonctions de base, les intégrales à calculer (annexe 3) vont dépendre des degrés de parité des modes considérés (trois types de produit :

cos-cos, sin-sin, cos-sin). Etant donné que les guides rectangulaires utilisés dans les applications qui nous intéressent sont excités sur le mode fondamental  $TE_{10}$ , et que de plus les discontinuités étudiées sont uni-axiales (ce qui implique que les intégrales étendues à la section du petit guide, de type cos-sin sont nulles), seuls les modes qui ont un premier indice impair et un second indice pair sont à considérer.

Après changement de repère, les fonctions de base deviennent donc :

↳ pour les modes TE :

$$e_{mn}^h \begin{cases} \sqrt{\frac{\sigma_m \sigma_n}{ab}} \frac{k_y}{k_c} (-1)^{\frac{m+n-1}{2}} \sin k_x x \sin k_y y \\ -\sqrt{\frac{\sigma_m \sigma_n}{ab}} \frac{k_x}{k_c} (-1)^{\frac{m+n-1}{2}} \cos k_x x \cos k_y y \end{cases}, \text{ et } h_{mn}^h \begin{cases} \sqrt{\frac{\sigma_m \sigma_n}{ab}} \frac{k_x}{k_c} (-1)^{\frac{m+n-1}{2}} \cos k_x x \cos k_y y \\ \sqrt{\frac{\sigma_m \sigma_n}{ab}} \frac{k_y}{k_c} (-1)^{\frac{m+n-1}{2}} \sin k_x x \sin k_y y \end{cases} \quad (A1-15)$$

↳ pour les modes TM :

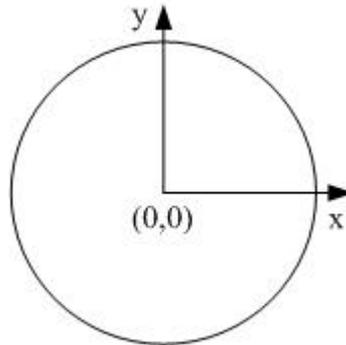
$$e_{mn}^e \begin{cases} \frac{-2}{\sqrt{ab}} \frac{k_x}{k_c} (-1)^{\frac{m+n+1}{2}} \sin k_x x \sin k_y y \\ \frac{-2}{\sqrt{ab}} \frac{k_y}{k_c} (-1)^{\frac{m+n+1}{2}} \cos k_x x \cos k_y y \end{cases}, \text{ et } h_{mn}^e \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{ab}} \frac{k_y}{k_c} (-1)^{\frac{m+n-1}{2}} \cos k_x x \cos k_y y \\ \frac{-2}{\sqrt{ab}} \frac{k_x}{k_c} (-1)^{\frac{m+n+1}{2}} \sin k_x x \sin k_y y \end{cases} \quad (A1-16)$$

Ces équations sont valables pour  $m$  impair ( $m=1,3,5,\dots$ ) et  $n$  pair ( $n=0,2,4,\dots$  pour un mode TE et  $n=2,4,\dots$  pour un mode TM).

## Annexe 2

### *Expressions des champs électromagnétiques dans un guide d'onde circulaire*

Comme dans les guides rectangulaires, les champs dans un guide circulaire de rayon  $a$  (cf Figure A2-1) peuvent être décomposés en modes TE et TM.



**Figure A2.1** : Section transverse d'un guide d'onde circulaire

Dans ce cas, les composantes longitudinales sont obtenues en résolvant l'équation d'onde en coordonnées cylindriques, dans un repère  $(O, e_r, e_\theta, e_z)$  :

$$\left[ \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_0^2 \right] \begin{Bmatrix} E_z \\ H_z \end{Bmatrix} = 0 \quad (\text{A2.1})$$

dont les solutions sont données par :

$$\begin{aligned} E_z &= E_0 J_m(k_c r) \sin(m\theta), \\ H_z &= H_0 J_m(k_c r) \cos(m\theta). \end{aligned} \quad (\text{A2.2})$$

Où  $J_m$  est la  $m^{\text{ième}}$  fonction de Bessel.

Les conditions aux limites sur les parois du guide déterminent la constante  $k_c$  :

$$k_c^h = \frac{u'_{mn}}{a} \quad \text{et} \quad k_c^e = \frac{u_{mn}}{a} \quad (\text{A2.3})$$

$u_{mn}$  est la  $n^{\text{ième}}$  racine de  $J_m$ , et  $u'_{mn}$  est la  $n^{\text{ième}}$  racine de  $J'_m$ .

En reportant l'expression des champs  $E_z$  et  $H_z$  dans (A1-1) et (A1-2), nous trouvons :

↳ Pour les modes TE :

$$\left| \begin{array}{l} E_r = j \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{|\gamma|}} \sqrt{\frac{\sigma_m}{\pi}} \frac{m}{r \sqrt{u_{mn}^2 - m^2}} \frac{J_m(k_c^h r)}{J_m(k_c^h a)} \sin(m\theta) \\ \bar{E} E_\theta = j \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{|\gamma|}} \sqrt{\frac{\sigma_m}{\pi}} \frac{k_c^h}{\sqrt{u_{mn}^2 - m^2}} \frac{J_m(k_c^h r)}{J_m(k_c^h a)} \cos(m\theta), \text{ et } \bar{H} H_\theta = \frac{\gamma}{\sqrt{\omega \mu_0 |\gamma|}} \sqrt{\frac{\sigma_m}{\pi}} \frac{m}{r \sqrt{u_{mn}^2 - m^2}} \frac{J_m(k_c^h r)}{J_m(k_c^h a)} \sin(m\theta) \\ 0 \\ H_0 \cos k_x x \cos k_y y \end{array} \right. \quad (A2.4)$$

↳ Pour les modes TM :

$$\left| \begin{array}{l} E_r = \frac{-\gamma}{\sqrt{\omega \epsilon_0 |\gamma|}} \sqrt{\frac{\sigma_m}{\pi}} \frac{k_c^e}{u_{mn}} \frac{J_m(k_c^e r)}{J_m(k_c^e a)} \sin(m\theta) \\ \bar{E} E_\theta = \frac{-\gamma}{\sqrt{\omega \epsilon_0 |\gamma|}} \sqrt{\frac{\sigma_m}{\pi}} \frac{m}{r u_{mn}} \frac{J_m(k_c^e r)}{J_m(k_c^e a)} \cos(m\theta), \text{ et } \bar{H} H_\theta = -j \sqrt{\frac{\omega \epsilon_0}{|\gamma|}} \sqrt{\frac{\sigma_m}{\pi}} \frac{k_c^e}{u_{mn}} \frac{J_m(k_c^e r)}{J_m(k_c^e a)} \sin(m\theta) \sin(m\theta) \\ E_0 \sin k_x x \sin k_y y \\ 0 \end{array} \right. \quad (A2.5)$$

où  $\sigma_m = 2$  ( $m \neq 0$ ) et  $\sigma_m = 1$  ( $m = 0$ ).

Les bases orthonormées vérifiant  $\langle e_i, e_j \rangle = \delta_{ij}$ , avec  $\delta_{ij} = 1$  si  $i=j$  et  $\delta_{ij} = 0$  dans les autres cas, sont données par :

↳ pour les modes TE :

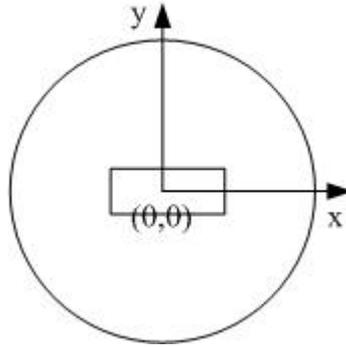
$$e_{mn}^h \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\frac{\sigma_m}{\pi}} \frac{m}{r \sqrt{u_{mn}^2 - m^2}} \frac{J_m(k_c^h r)}{J_m(k_c^h a)} \sin(m\theta) \\ \sqrt{\frac{\sigma_m}{\pi}} \frac{k_c^h}{\sqrt{u_{mn}^2 - m^2}} \frac{J'_m(k_c^h r)}{J'_m(k_c^h a)} \cos(m\theta) \end{array} \right. \quad (A2.6)$$

↳ pour les modes TM :

$$e_{mn}^e \left\{ \begin{array}{l} -\sqrt{\frac{\sigma_m}{\pi}} \frac{k_c^e}{u_{mn}} \frac{J'_m(k_c^e r)}{J'_m(k_c^e a)} \sin(m\theta) \\ -\sqrt{\frac{\sigma_m}{\pi}} \frac{m}{r u_{mn}} \frac{J_m(k_c^e r)}{J'_m(k_c^e a)} \cos(m\theta) \end{array} \right. \quad (A2.7)$$

Les bases du champ magnétique se déduisent de la relation :  $\vec{h}_{mn} = \vec{e}_z \wedge \vec{e}_{mn}$ . La constante de propagation  $\gamma$  est telle que  $\gamma^2 = k_c^2 - k_0^2$ .

Pour effectuer les produits scalaires entre un guide rectangulaire et un guide circulaire, les vecteurs de bases doivent être exprimés dans le même repère cartésien (O, x, y, z) (cf Figure A2-2).



**Figure A2.2 :** Nécessité du changement de repère

Le passage des coordonnées cylindriques au repère cartésien se fait à l'aide de la relation suivante :

$$\vec{E} = \alpha \vec{E}_r + \beta \vec{E}_\theta = (\alpha \cos\theta - \beta \sin\theta) \vec{e}_x + (\alpha \sin\theta + \beta \cos\theta) \vec{e}_y \quad (\text{A2.8})$$

Les vecteurs de base du champ s'expriment donc, en coordonnées cartésiennes dans le repère (O, x, y, z) :

↳ pour les modes TE :

$$\vec{e}_{mn}^h = \frac{\sqrt{\sigma_m}}{\sqrt{\pi(u_{mn}^2 - m^2)}} \left[ \frac{m \cos\theta \sin m\theta J_m(k_c^h r) - r k_c^h \sin\theta \cos m\theta J'_m(k_c^h r)}{r J_m(k_c^h a)} \right] \quad (\text{A2.9})$$

$$\vec{e}_{mn}^h = \frac{\sqrt{\sigma_m}}{\sqrt{\pi(u_{mn}^2 - m^2)}} \left[ \frac{m \sin\theta \sin m\theta J_m(k_c^h r) + r k_c^h \cos\theta \cos m\theta J'_m(k_c^h r)}{r J_m(k_c^h a)} \right]$$

↳ pour les modes TM :

$$\vec{e}_{mn}^e = \frac{-\sqrt{\sigma_m}}{\sqrt{\pi u_{mn}^2}} \left[ \frac{r k_c^e \cos\theta \sin m\theta J'_m(k_c^e r) - m \sin\theta \cos m\theta J_m(k_c^e r)}{r J'_m(k_c^e a)} \right] \quad (\text{A2.10})$$

$$\vec{e}_{mn}^e = \frac{-\sqrt{\sigma_m}}{\sqrt{\pi u_{mn}^2}} \left[ \frac{r k_c^e \sin\theta \sin m\theta J'_m(k_c^e r) + m \cos\theta \cos m\theta J_m(k_c^e r)}{r J'_m(k_c^e a)} \right]$$

Les fonctions de bases orthonormées sont reliées aux composantes transverses du champ électromagnétique par les relations :

↳ pour les modes TE :

$$E_T^h = j\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{|\gamma|}} e_{mn}^h, \text{ et } H_T^h = \frac{\gamma}{\sqrt{\omega\mu_0|\gamma|}} h_{mn}^h \quad (\text{A2.11})$$

↳ pour les modes TM :

$$E_T^e = \frac{\gamma}{\sqrt{\omega\varepsilon_0|\gamma|}} e_{mn}^e, \text{ et } H_T^e = j\sqrt{\frac{\omega\varepsilon_0}{|\gamma|}} h_{mn}^e \quad (\text{A2.12})$$

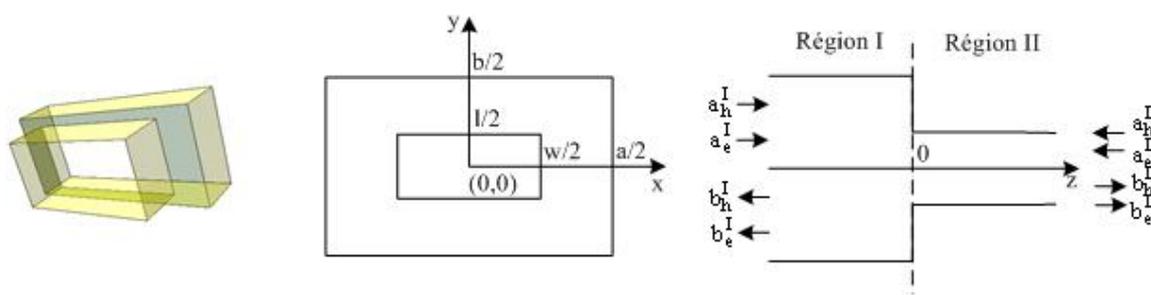
Posons :

$$A_h = j\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{|\gamma|}}, B_h = \frac{\gamma}{\sqrt{\omega\mu_0|\gamma|}}, A_e = \frac{\gamma}{\sqrt{\omega\varepsilon_0|\gamma|}}, \text{ et } B_e = j\sqrt{\frac{\omega\varepsilon_0}{|\gamma|}} \quad (\text{A2.13})$$

### Annexe 3

#### Calcul analytique des produits scalaires des fonctions de base des modes TE et TM dans le cas d'une discontinuité rectangulaire-rectangulaire

Les produits scalaires des fonctions de base des modes TE et TM des guides rectangulaires sont des intégrales de fonctions sinus et cosinus étendues à la surface du plus petit guide de la discontinuité (cf Figure A3-1). Le petit guide a pour dimensions  $w$  et  $l$  et les modes sont indicés  $TE_{mn}$  et  $TM_{mn}$ , les dimensions du grand guide sont  $a$  et  $b$ , les modes correspondant sont indicés  $TE_{pq}$  et  $TM_{pq}$ .



**Figure A3.1 :** Produits scalaires de la discontinuité rectangulaire-rectangulaire

D'après l'écriture des champs électromagnétiques dans un guide rectangulaire, et en tenant compte d'un repère ayant pour origine l'axe des guides, les intégrales suivantes doivent être calculées :

$$\int_{-w/2}^{+w/2} \sin \frac{m\pi}{w} x \sin \frac{p\pi}{a} x dx, \int_{-l/2}^{+l/2} \sin \frac{n\pi}{l} y \sin \frac{q\pi}{b} y dy$$

$$\int_{-w/2}^{+w/2} \cos \frac{m\pi}{w} x \cos \frac{p\pi}{a} x dx, \int_{-l/2}^{+l/2} \cos \frac{n\pi}{l} y \cos \frac{q\pi}{b} y dy \quad (\text{A3.1})$$

Quels que soient  $m$  et  $p$ ,

$$\int_{-w/2}^{+w/2} \cos \frac{m\pi}{w} x \sin \frac{p\pi}{a} x dx = 0$$

ce qui justifie le fait de ne tenir compte que des modes de premier indice impair et de second indice pair, le grand guide étant excité sur le mode TE<sub>10</sub>.

A partir des expressions des fonctions de base orthonormées des modes TE et TM dans un guide rectangulaire, les produits scalaires sont donnés par les relations suivantes, m et n étant les indices de mode pour le petit guide, p et q pour le grand guide (m et p impairs, n et q pairs) :

$$\begin{aligned}
 \langle e_{mn}^h e_{pq}^h \rangle &= Cste A_{mp} A_{nq} \frac{4pq}{ab} \left[ \left( \frac{m}{w} \right)^2 + \left( \frac{n}{l} \right)^2 \right], \\
 \langle e_{mn}^h e_{pq}^e \rangle &= Cste A_{mp} A_{nq} 4 \left[ \left( \frac{mq}{wb} \right)^2 - \left( \frac{pn}{al} \right)^2 \right], \\
 \langle e_{mn}^e e_{pq}^h \rangle &= Cste A_{mp} A_{nq} 4 \left[ \frac{mnpq}{abwl} - \frac{mnpq}{abwl} \right] = 0, \\
 \langle e_{mn}^e e_{pq}^e \rangle &= Cste A_{mp} A_{nq} \frac{4mn}{wl} \left[ \left( \frac{p}{a} \right)^2 + \left( \frac{q}{b} \right)^2 \right].
 \end{aligned} \tag{A3.2}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 Cste &= \sqrt{\frac{\sigma_m \sigma_n}{wl}} \frac{1}{\sqrt{\left( \frac{m\pi}{w} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{l} \right)^2}} \sqrt{\frac{\sigma_p \sigma_q}{ab}} \frac{1}{\sqrt{\left( \frac{p\pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{q\pi}{b} \right)^2}} (-1)^{\frac{m+n+p+q+2}{2}}. \\
 A_{mp} &= (-1)^{\frac{m-1}{2}} \frac{\cos \frac{wp\pi}{2a}}{\left( \frac{m}{w} \right)^2 - \left( \frac{p}{a} \right)^2}, \\
 A_{nq} &= (-1)^{\frac{m+2}{2}} \frac{\sin \frac{lq\pi}{2b}}{\left( \frac{n}{l} \right)^2 - \left( \frac{q}{b} \right)^2}.
 \end{aligned}$$

Ces relations sont valables pour m et p impairs, n et q pairs.

Le produit scalaire  $\langle e_{mn}^e e_{pq}^h \rangle$  est nul, ce qui signifie que les modes TE du grand guide ne sont pas couplés aux modes TM du petit guide : un mode TE du grand guide ne génère pas de modes TM dans le petit guide.

Ces formules deviennent, dans les cas particuliers suivant :

$$\langle e_{m0}^h e_{p0}^h \rangle = Cste A_{mp} \frac{m\pi}{w} \frac{p\pi}{a} \frac{2ml}{\pi w},$$

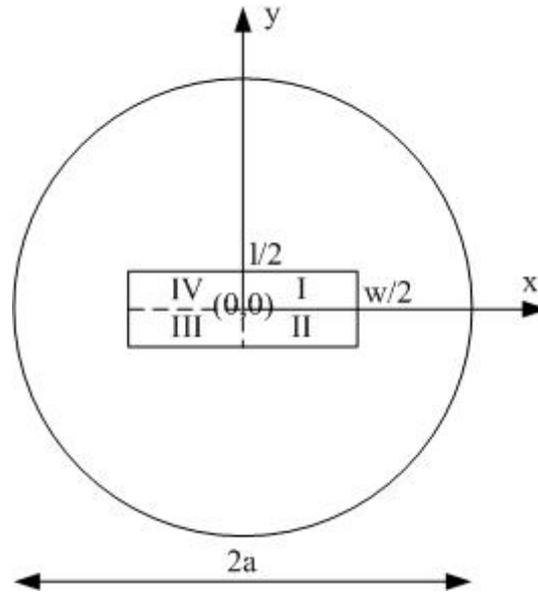
$$\langle e_{mn}^h e_{p0}^h \rangle = 0 \text{ avec } n \neq 0.$$

Ce dernier résultat montre que les modes  $TE_{mn}$  du petit guide ne sont pas couplés aux modes  $TE_{p0}$  du grand guide.

Le fait que ni les modes  $TM_{mn}$ , ni les modes  $TE_{mn}$  ( $n \neq 0$ ) du petit guide ne soient couplés avec les modes  $TE_{p0}$  du grand guide, et donc en particulier avec le  $TE_{10}$  qui est propagatif dans les applications qui nous intéressent, laisse supposer que ces modes ne vont pas jouer un rôle très important pour assurer la convergence des résultats en fonction du nombre de modes.

## Annexe 4

**Expression des produits scalaires des fonctions de base des modes TE et TM  
dans le cas d'une discontinuité rectangulaire-circulaire**



**Figure A4.1 :** Produits scalaires de la discontinuité rectangulaire-circulaire

Les produits scalaires des fonctions de base des modes TE et TM d'un guide rectangulaire et d'un guide circulaire se calculent à partir des expressions suivantes, établies à l'annexe 2.

Pour le guide circulaire :

↳ pour les modes TE

$$\begin{aligned}
 e_{mn}^h \Big|_x &= \frac{\sqrt{\sigma_m}}{\sqrt{\pi(u_{mn}^2 - m^2)}} \left[ \frac{m \cos \theta \sin m \theta J_m(k_c^h r) - r k_c^h \sin \theta \cos m \theta J'_m(k_c^h r)}{r J_m(k_c^h a)} \right] \\
 e_{mn}^h \Big|_y &= \frac{\sqrt{\sigma_m}}{\sqrt{\pi(u_{mn}^2 - m^2)}} \left[ \frac{m \sin \theta \sin m \theta J_m(k_c^h r) + r k_c^h \cos \theta \cos m \theta J'_m(k_c^h r)}{r J_m(k_c^h a)} \right]
 \end{aligned}
 \tag{A4.1}$$

↳ pour les modes TM

$$\mathbf{e}_{mn}^e \begin{cases} e_{mn}^e|_x = \frac{-\sqrt{\sigma_m}}{\sqrt{\pi u_{mn}^2}} \left[ \frac{rk_c^e \cos\theta \sin m\theta J'_m(k_c^e r) - m \sin\theta \cos m\theta J_m(k_c^e r)}{r J'_m(k_c^e a)} \right] \\ e_{mn}^e|_y = \frac{-\sqrt{\sigma_m}}{\sqrt{\pi u_{mn}^2}} \left[ \frac{rk_c^e \sin\theta \sin m\theta J'_m(k_c^e r) + m \cos\theta \cos m\theta J_m(k_c^e r)}{r J'_m(k_c^e a)} \right] \end{cases} \quad (\text{A4.2})$$

avec  $r = \sqrt{x^2 + y^2}$  et  $\theta = \arcsin\left(\frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2}}\right)$

Pour le guide rectangulaire :

↳ pour les modes TE :

$$\mathbf{f}_{pq}^h \begin{cases} f_{pq}^h|_x = \sqrt{\frac{\sigma_p \sigma_q}{wl}} \frac{k_y}{k_c} (-1)^{\frac{p+q+1}{2}} \sin \frac{p\pi}{w} x \sin \frac{q\pi}{l} y \\ f_{pq}^h|_y = \sqrt{\frac{\sigma_p \sigma_q}{wl}} \frac{k_x}{k_c} (-1)^{\frac{p+q-1}{2}} \cos \frac{p\pi}{w} x \cos \frac{q\pi}{l} y \end{cases} \quad (\text{A4.3})$$

↳ pour les modes TM :

$$\mathbf{f}_{mn}^e \begin{cases} f_{mn}^e|_x = \frac{-2}{\sqrt{wl}} \frac{k_x}{k_c} (-1)^{\frac{p+q+1}{2}} \sin \frac{p\pi}{w} x \sin \frac{q\pi}{l} y \\ f_{mn}^e|_y = \frac{-2}{\sqrt{wl}} \frac{k_y}{k_c} (-1)^{\frac{p+q-1}{2}} \cos \frac{p\pi}{w} x \cos \frac{q\pi}{l} y \end{cases} \quad (\text{A4.4})$$

Nous avons donc des intégrales du type (par exemple dans le cas du couplage TE-TE) :

$$I = \int_{S_j} \left[ e_{mn}^h|_x f_{pq}^h|_x + e_{mn}^h|_y f_{pq}^h|_y \right] dx dy \quad (\text{A4.5})$$

où  $S_j$  est la surface du plan transverse du guide rectangulaire.

L'intégrale  $I$  est une combinaison assez complexe de fonctions sinus, cosinus, et de Bessel. Même en développant et simplifiant les calculs au maximum, il n'est probablement pas possible de calculer ce type d'intégrale analytiquement. Un ouvrage aussi complet sur les fonctions de Bessel que l'Abramowitz ne donne pas de résultat dans ce cas.

Il faut donc calculer ces intégrales de façon numérique en simplifiant ce calcul au maximum, en tenant compte des différentes symétries des champs par rapport aux axes x et y du repères.

Considérons sur la figure A4-1 les quatre régions I, II, III, IV. Le calcul des intégrales sur la surface SJ se décompose en quatre intégrales sur chacune des régions et prenons comme référence les champs dans la région I. La variation en  $\theta$  est la même pour les modes TE et TM du guide circulaire, et la variation en x et y est la même pour les modes TE et TM du guide circulaire. Pour des modes TE et TM quelconques, il se trouve que :

#### Région II

$$I^{\text{régionII}} = I^{\text{régionI}}$$

#### Région III

$$I^{\text{régionIII}} = -I^{\text{régionI}} \text{ si } m \text{ pair}$$

$$I^{\text{régionIII}} = I^{\text{régionI}} \text{ si } m \text{ impair}$$

#### Région IV

$$I^{\text{régionIV}} = -I^{\text{régionI}} \text{ si } m \text{ pair}$$

$$I^{\text{régionIV}} = I^{\text{régionI}} \text{ si } m \text{ impair}$$

En conclusion, l'intégrale I étendue à toute la surface S est nulle si m est pair et égale à quatre fois l'intégrale I étendue à la régionI si m est impair et ce quels que soient les modes TE et TM considérés.

Ainsi, il n'existera dans les guides circulaires que les modes correspondant aux fonctions de Bessel d'indice impair. Ceci est la conséquence directe du fait que les fonctions de base du guide rectangulaire correspondent à des modes  $TE_{pq}$  et  $TM_{pq}$  avec p impair et q pair, c'est à dire à une excitation des guides d'accès rectangulaires en mode  $TE_{10}$ . Si les discontinuités ne sont pas uni-axiales, il faudra considérer toutes les fonctions de Bessel.

Autre conséquence très intéressante, la surface d'intégration est divisée par quatre, ce qui va permettre une économie de temps significative lors du calcul numérique des intégrales.

## Annexe 5

### *Inversion de matrice par blocs et calcul des matrices [S] généralisées des simples discontinuités*

#### I. Inversion de matrice par blocs [74]

Soit la matrice carré A, de dimension  $N \times N$ , qui s'écrit sous forme de blocs :

$$A = \begin{bmatrix} P & Q \\ R & S \end{bmatrix}$$

où P et S sont des matrices carrées de dimensions respectives  $p \times p$  et  $s \times s$  ( $p+s=N$ ). Les matrices Q et R (qui ne sont pas nécessairement carrées) ont pour dimension respective ( $p \times s$ ) et ( $s \times p$ ).

La matrice inverse  $A^{-1}$  peut elle aussi s'écrire sous forme de blocs :

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} \tilde{P} & \tilde{Q} \\ \tilde{R} & \tilde{S} \end{bmatrix} \quad (A5.1)$$

Les blocs  $\tilde{P}, \tilde{Q}, \tilde{R}, \tilde{S}$ , qui ont la même dimension que P, Q, R, S, peuvent être calculés à partir des formules suivantes :

$$\begin{aligned} \tilde{P} &= (P - Q \cdot S^{-1} \cdot R)^{-1} \\ \tilde{Q} &= -(P - Q \cdot S^{-1} \cdot R)^{-1} \cdot (Q \cdot S^{-1}) \\ \tilde{R} &= -(S^{-1} \cdot R) \cdot (P - Q \cdot S^{-1} \cdot R)^{-1} \\ \tilde{S} &= S^{-1} + (S^{-1} \cdot R) \cdot (P - Q \cdot S^{-1} \cdot R)^{-1} \cdot (Q \cdot S^{-1}) \end{aligned} \quad (A5.2)$$

ou avec :

$$\begin{aligned} \tilde{P} &= P^{-1} + (P^{-1} \cdot Q) \cdot (S - R \cdot P^{-1} \cdot Q)^{-1} \cdot (R \cdot P^{-1}) \\ \tilde{Q} &= -(P^{-1} \cdot Q) \cdot (S - R \cdot P^{-1} \cdot Q)^{-1} \\ \tilde{R} &= -(S - R \cdot P^{-1} \cdot Q)^{-1} \cdot (R \cdot P^{-1}) \\ \tilde{S} &= (S - R \cdot P^{-1} \cdot Q)^{-1} \end{aligned} \quad (A5.3)$$

#### II. Calcul de la matrice [S] généralisée de la discontinuité rectangulaire - rectangulaire

Dans le cas de la discontinuité rectangulaire-rectangulaire, la matrice  $[K_2]$  peut se mettre sous la forme :

$$[K_2] = \begin{bmatrix} [P] & [Q] \\ [R] & [S] \end{bmatrix}$$

avec :

$$[P] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \text{ matrice unité de dimension } ((N1h+N1e) \times (N1h+N1e)), \quad (A5.4)$$

$$[Q] = \begin{bmatrix} [-V_{hh}^A] & [0] \\ [V_{he}^A] & [V_{ee}^A] \end{bmatrix}, \text{ matrice de dimensions } ((N1h+N1e) \times (N2h+N2e)), \quad (A5.5)$$

$$[R] = \begin{bmatrix} [V_{hh}^B] & [-V_{he}^B] \\ [0] & [-V_{ee}^B] \end{bmatrix}, \text{ matrice de dimensions } ((N2h+N2e) \times (N1h+N1e)), \quad (A5.6)$$

$$[S] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \text{ matrice unité de dimension } ((N2h+N2e) \times (N2h+N2e)). \quad (A5.7)$$

Pour inverser la matrice  $[K_2]$ , les formules A5-2 sont utilisées.

La matrice inverse  $[K_2]^{-1}$  a la forme suivante :

$$[K_2]^{-1} = \begin{bmatrix} \tilde{P} & \tilde{Q} \\ \tilde{R} & \tilde{S} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_{h1h1} \\ \tilde{P}_{e1h1} \\ \tilde{R}_{h2h1} \\ \tilde{R}_{e2h1} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \tilde{P}_{h1e1} \\ \tilde{P}_{e1e1} \\ \tilde{R}_{h2e1} \\ \tilde{R}_{e2e1} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \tilde{Q}_{h1h2} \\ \tilde{Q}_{e1h2} \\ \tilde{S}_{h2h2} \\ \tilde{S}_{e2h2} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \tilde{Q}_{h1e2} \\ \tilde{Q}_{e1e2} \\ \tilde{S}_{h2e2} \\ \tilde{S}_{e2e2} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (A5.8)$$

Soit la matrice  $[S]$  généralisée de la jonction :

$$[S] = \begin{bmatrix} [S_{11}] & [S_{12}] \\ [S_{21}] & [S_{22}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} [S_{h1h1}] & [S_{h1e1}] \\ [S_{e1h1}] & [S_{e1e1}] \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} [S_{h1h2}] & [S_{h1e2}] \\ [S_{e1h2}] & [S_{e1e2}] \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} [S_{h2h1}] & [S_{h2e1}] \\ [S_{e2h1}] & [S_{e2e1}] \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} [S_{h2h2}] & [S_{h2e2}] \\ [S_{e2h2}] & [S_{e2e2}] \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (A5.9)$$

Les matrices  $[S_{ij}]$  sont des matrices globales, faisant intervenir l'ensemble des modes pris en compte de chaque coté de la discontinuité. La matrice  $[S_{11}]$  a pour dimension  $((N1h+N1e) \times (N1h+N1e))$ . La matrice  $[S_{12}]$  a pour dimension  $((N1h+N1e) \times (N2h+N2e))$ . La matrice  $[S_{21}]$  a pour dimension  $((N2h+N2e) \times (N1h+N1e))$ . La matrice  $[S_{22}]$  a pour dimension  $((N2h+N2e) \times (N2h+N2e))$ .

Il est alors possible d'obtenir l'ensemble des paramètres de la matrice  $[S]$  généralisée à partir de la matrice inverse  $[K_2]^{-1}$ , à l'aide des relations :

$$[S_{11}] = \begin{bmatrix} [S_{h1h1}] & [S_{h1e1}] \\ [S_{e1h1}] & [S_{e1e1}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [U] - 2 \cdot [\tilde{P}_{h1h1}] & 2 \cdot [\tilde{P}_{h1e1}] \\ -2 \cdot [\tilde{P}_{e1h1}] & 2 \cdot [\tilde{P}_{e1e1}] + [U] \end{bmatrix} \quad (A5.10)$$

$$[S_{12}] = \begin{bmatrix} [S_{h1h2}] & [S_{h1e2}] \\ [S_{e1h2}] & [S_{e1e2}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \cdot [\tilde{Q}_{h1h2}] & -2 \cdot [\tilde{Q}_{h1e2}] \\ 2 \cdot [\tilde{Q}_{e1h2}] & -2 \cdot [\tilde{Q}_{e1e2}] \end{bmatrix} \quad (A5.11)$$

$$[S_{21}] = \begin{bmatrix} [S_{h2h1}] & [S_{h2e1}] \\ [S_{e2h1}] & [S_{e2e1}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 \cdot [\tilde{R}_{h2h1}] & 2 \cdot [\tilde{R}_{h2e1}] \\ -2 \cdot [\tilde{R}_{e2h1}] & 2 \cdot [\tilde{R}_{e2e1}] \end{bmatrix} \quad (A5.12)$$

$$[S_{22}] = \begin{bmatrix} [S_{h2h2}] & [S_{h2e2}] \\ [S_{e2h2}] & [S_{e2e2}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \cdot [\tilde{S}_{h2h2}] + [U] & -2 \cdot [\tilde{S}_{h2e2}] \\ 2 \cdot [\tilde{S}_{e2h2}] & [U] - 2 \cdot [\tilde{S}_{e2e2}] \end{bmatrix} \quad (A5.13)$$

### III. Calcul de la matrice $[S]$ généralisée de la discontinuité rectangulaire - circulaire

Dans le cas de la discontinuité rectangulaire-circulaire, la matrice  $[K_2]$  peut se mettre sous la forme :

$$[K_2] = \begin{bmatrix} [P] & [Q] \\ [R] & [S] \end{bmatrix}$$

avec :

$$[P] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \text{ matrice unité de dimension } ((N1h+N1e) \times (N1h+N1e)) \quad (A5.14)$$

$$[Q] = \begin{bmatrix} [V_{hh}^B] & [V_{eh}^B] \\ [0] & [-V_{ee}^B] \end{bmatrix}, \text{ matrice de dimensions } ((N1h+N1e) \times (N2h+N2e)) \quad (A5.15)$$

$$[R] = \begin{bmatrix} [-V_{hh}^A] & [0] \\ [-V_{eh}^A] & [V_{ee}^A] \end{bmatrix}, \text{ matrice de dimensions } ((N2h+N2e) \times (N1h+N1e)) \quad (A5.16)$$

$$[S] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \text{ matrice unité de dimension } ((N2h+N2e) \times (N2h+N2e)) \quad (A5.17)$$

Pour inverser la matrice  $[K_2]$ , les formules A5-1 sont utilisées.

La matrice  $[K2]^{-1}$  a la forme suivante :

$$[K2]^{-1} = \begin{bmatrix} \tilde{P} & \tilde{Q} \\ \tilde{R} & \tilde{S} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P}_{h1h1} \\ \tilde{P}_{e1h1} \\ \tilde{R}_{h2h1} \\ \tilde{R}_{e2h1} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \tilde{P}_{h1e1} \\ \tilde{P}_{e1e1} \\ \tilde{R}_{h2e1} \\ \tilde{R}_{e2e1} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \tilde{Q}_{h1h2} \\ \tilde{Q}_{e1h2} \\ \tilde{S}_{h2h2} \\ \tilde{S}_{e2h2} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \tilde{Q}_{h1e2} \\ \tilde{Q}_{e1e2} \\ \tilde{S}_{h2e2} \\ \tilde{S}_{e2e2} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (A5.18)$$

Soit la matrice  $[S]$  généralisée de la jonction :

$$[S] = \begin{bmatrix} [S_{11}] & [S_{12}] \\ [S_{21}] & [S_{22}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} [S_{h1h1}] & [S_{h1e1}] \\ [S_{e1h1}] & [S_{e1e1}] \\ [S_{h2h1}] & [S_{h2e1}] \\ [S_{e2h1}] & [S_{e2e1}] \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} [S_{h1h2}] & [S_{h1e2}] \\ [S_{e1h2}] & [S_{e1e2}] \\ [S_{h2h2}] & [S_{h2e2}] \\ [S_{e2h2}] & [S_{e2e2}] \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (A5.19)$$

Les matrices  $[S_{ij}]$  sont des matrices globales, faisant intervenir l'ensemble des modes pris en compte de chaque coté de la discontinuité. La matrice  $[S_{11}]$  a pour dimension  $((N1h+N1e) \times (N1h+N1e))$ . La matrice  $[S_{12}]$  a pour dimension  $((N1h+N1e) \times (N2h+N2e))$ . La matrice  $[S_{21}]$  a pour dimension  $((N2h+N2e) \times (N1h+N1e))$ . La matrice  $[S_{22}]$  a pour dimension  $((N2h+N2e) \times (N2h+N2e))$ .

Nous pouvons alors en déduire la matrice  $[S]$  généralisée à l'aide des relations :

$$[S_{11}] = \begin{bmatrix} [S_{h1h1}] & [S_{h1e1}] \\ [S_{e1h1}] & [S_{e1e1}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \cdot [\tilde{P}_{h1h1}] + [U] & -2 \cdot [\tilde{P}_{h1e1}] \\ 2 \cdot [\tilde{P}_{e1h1}] & [U] - 2 \cdot [\tilde{P}_{e1e1}] \end{bmatrix} \quad (A5.20)$$

$$[S_{12}] = \begin{bmatrix} [S_{h1h2}] & [S_{h1e2}] \\ [S_{e1h2}] & [S_{e1e2}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 \cdot [\tilde{Q}_{h1h2}] & 2 \cdot [\tilde{Q}_{h1e2}] \\ -2 \cdot [\tilde{Q}_{e1h2}] & 2 \cdot [\tilde{Q}_{e1e2}] \end{bmatrix} \quad (A5.21)$$

$$[S_{21}] = \begin{bmatrix} [S_{h2h1}] & [S_{h2e1}] \\ [S_{e2h1}] & [S_{e2e1}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \cdot [\tilde{R}_{h2h1}] & -2 \cdot [\tilde{R}_{h2e1}] \\ 2 \cdot [\tilde{R}_{e2h1}] & -2 \cdot [\tilde{R}_{e2e1}] \end{bmatrix} \quad (A5.22)$$

$$[S_{22}] = \begin{bmatrix} [S_{h2h2}] & [S_{h2e2}] \\ [S_{e2h2}] & [S_{e2e2}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [U] - 2 \cdot [\tilde{S}_{h2h2}] & 2 \cdot [\tilde{S}_{h2e2}] \\ -2 \cdot [\tilde{S}_{e2h2}] & 2 \cdot [\tilde{S}_{e2e2}] + [U] \end{bmatrix} \quad (A5.23)$$

# **BIBLIOGRAPHIE**



---

**BIBLIOGRAPHIE**

- [1] **SITE INTERNET, CNES**
- [2] **P. RAMAT**  
"Les télécommunications spatiales"  
*Site Internet, R&D France Télécom*
- [3] **S. MORAUD**  
"Etude et conception de nouvelles topologies de filtres destinés à être intégrés aux différents niveaux de la charge utile d'un satellite de télécommunications"  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Juillet 1998*
- [4] **C. BOUSSAVIE, D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG, S. VERDEYME, P. GUILLON, A. CATHERINOT, S. VIGNERON, B. THERON**  
"Microwave breakdown in output multiplexers filters"  
*IEEE MTT-S Digest, 2000*
- [5] **G.L. MATTHAEI, L. YOUNG, E.M.T. JONES**  
"Microwave filters, impedance matching and coupling structures"  
*Artech House Books, Dectham, MA*
- [6] **N. COURIVAUD**  
"Analyse, optimisation et réalisation de dispositifs millimétriques en guides d'ondes"  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Janvier 1994*
- [7] **P. GUILLON**  
"In dielectric resonators"  
*Artech House, Dectham, MAZ, 1986*
- [8] **D. BAILLARGEAT**  
"Analyse globale de dispositifs microondes par la méthode des éléments finis. Application aux filtres à résonateurs diélectriques"  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Janvier 1995*
- [9] **J.F. SEAUX**  
"Conception, optimisation et tests 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, Avril 2005*
- [10] **A.E. ATIA, A.E. WILLIAMS**  
"Narrow band-pass waveguide filters"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.MTT-20, n°4, April 1972, pp.258-265*
-

- 
- [11] **A.E. WILLIAMS**  
"A four cavity elliptic waveguide filter"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.MTT-18, n°12, December 1970, pp.1109-1113*
- [12] **R.R. BONNETTI, A.E. WILLIAMS**  
"Quadruple mode filters"  
*IEEE MTT Symposium Digest, 1987*
- [13] **P. GUILLOT, H. BAUDRAND, S. VIGNERON, B. THERON**  
"Complete design for five pole in line elliptical filter"  
*IEEE MTT Symposium Digest, 1995*
- [14] **P. LENOIR**  
"Conception de filtres d'émission à large bande passante embarqués dans les satellites de télécommunications"  
*Rapport de stage de DEA. THFO, IRCOM, Limoges, 2002*
- [15] **C. KUDSIA, M. YU**  
"Theory and Design of Modern Microwave Filters and Multiplexing Networks"  
*Site Internet, <http://maxwell.uwaterloo.ca/~myu/course770.html>*
- [16] **P.F. COMBES**  
"Micro-ondes, 2. Circuits Passifs, propagation, antennes"  
*Edition Dunod*
- [17] **A.J. CASTELINO**  
"Directional Filter for Superheterodyne Applications"  
*IEEE Colloquium on Microwave Filters and Multiplexers, 1990*
- [18] **F.S. COALE**  
"Applications of Directional Filters for Multiplexing Systems"  
*IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, October 1958, pp.450-452*
- [19] **X.P. LIANG, K.A. ZAKI, A.E. ATIA**  
"Channel Expansion and Tolerance Analysis of Waveguide Manifold Multiplexers"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.40, n°7, July 1992, pp.1591-1594*
- [20] **R. LEVY**  
"Analytical design of contiguous multiplexer"  
*IEEE MTT-Symposium, 1999*
- [21] **D. PACAUD, C. DEBARGE**  
"Applications of a coupling matrix identification software for designing filters and multiplexers"  
*International Workshop on Microwave Filters, CNES Toulouse, France, 13-15 Septembre 2004*
-

- 
- [22] **J. SOMBRIN**  
"Analyse, synthèse, identification des paramètres et simulation des filtres hyperfréquences"  
*CNES*
- [23] **A.E. ATIA, A.E. WILLIAMS**  
"New types of waveguide bandpass filters for satellite transponders"  
*Comsat Technical Review, volume 1, number 1, fall 1971*
- [24] **A.E. ATIA, A.E. WILLIAMS**  
"Narrow bandpass waveguide filters"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-20, n°4, April 1972, pp.258-265*
- [25] **A.E. ATIA, A.E. WILLIAMS**  
"Narrow band multiple coupled cavity synthesis"  
*IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-21, n°5, september 1974*
- [26] **J.D. RHODES, R.J. CAMERON**  
"General extracted pole synthesis technique with applications to low-loss TE<sub>011</sub> mode filters"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-28, n°9, September 1980*
- [27] **R.J. CAMERON**  
"General coupling matrix synthesis methods for Chebychev filtering functions"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.47, n°4, April 1999*
- [28] **F. SEYFERT**  
"Design of microwave filters based on coupling matrix extraction : theory and practice"  
*Workshop CNES, Toulouse, Septembre 2004*
- [29] **R.J. CAMERON, J.C. FAUGERE, F. SEYFERT**  
"Coupling matrix synthesis for a new class of microwave filter configuration"  
*IEEE MTT-S International Microwave Symposium, USA, Long Beach, June 12-17, 2005*
- [30] **M. AUBOURG**  
"Méthodes des éléments finis appliquée à des problèmes de propagation d'onde électromagnétique guidée"  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Juillet 1985*
- [31] **B. THON, D. BARIANT, S. BILA, D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG, S. VERDEYME, P. GUILLON, F. THEVENON, M. ROCHETTE, J. PUECH, L. LAPIERRE, J. SOMBRIN**  
"Coupled Padé approximation finite element method applied to microwave device design"  
*IMS 2002, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, USA, June 2-7, 2002*
-

- 
- [32] **P. ARNDT**  
"Double-Plane Steps in Rectangular Waveguides and their Application for Transformers, Irises, and Filters"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.MTT-30, n°5, May 1982
- [33] **P. COUFFIGNAL, H. BAUDRAND, B. THERON**  
"A new rigorous method for the determination of iris dimensions in dual-mode cavity filters"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.42, n°7, July 1994
- [34] **A.R. HARISH, J.S.K. RAJ**  
"A direct method to compute the coupling between non identical microwave cavities"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.52, n°12, December 2004
- [35] **D. BARIANT**  
"Méthodologies d'aide à la conception électromagnétique de dispositifs microondes. Application au filtrage et au multiplexage de charge utile de satellite"  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, Octobre 2002
- [36] **D. BARIANT, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, P. GUILLON**  
"Fast and accurate CAD of narrow band waveguide filters applying an electromagnetic segmentation method"  
*IMS 2002, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, USA, June 2-7, 2002*
- [37] **S. BILA**  
"Développement de méthodes d'optimisation électromagnétique automatiques. Application aux dispositifs microondes"  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, Mai 1999
- [38] **L. BARATCHART, J. GRIMM, J. LEBLOND, M. OLIVI, F. SEYFERT, F. WIELOWSKY**  
"Identification d'un filtre hyperfréquence par approximation dans le domaine complexe"  
*Site Internet INRIA, <ftp://ftp.inria.fr/INRIA/publication/publi-perf/RT/RT-0719.pdf>*
- [39] **E.G. CRISTAL, G.L. MATTHAEI**  
"A technique for the design of multiplexers having contiguous channels"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, January 1964, pp.88-93
- [40] **J.D. RHODES, R. LEVY**  
"A generalized multiplexer theory"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.MTT-21, n°2, February 1979
- [41] **J.D. RHODES, R. LEVY**  
"Design of general manifold multiplexers"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.MTT-27, n°2, February 1979, pp.111-123
-

- 
- [42] **A.E. ATIA**  
"Computer-aided design of waveguide multiplexers"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, March 1974, pp.332-336
- [43] **A.E. ATIA**  
"A contiguous band multiplexer design"  
*IEEE MTT-S Digest*, 1983
- [44] **G.G. CONNOR, M.J. PERREN**  
"Design and performance of a Ku-band 8 channels contiguous OMUX for satellite applications"  
*IEEE Colloquium on Microwave Filters and Multiplexers*, 1990
- [45] **G. TANNE, S. TOUTAIN, J.F. FAVENNEC, P. JARRY, C. BOSCHET**  
"Optimal design of contiguous band output multiplexers (COMUX)"  
*Electronics Letters*, vol.29, n°19, 16<sup>th</sup> September 1993
- [46] **M. GUGLIELMI**  
"Simple CAD procedure for microwave filters and multiplexers"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.42, n°7, July 1994, pp.1347-1352
- [47] **A. MORINI, T. RAZZI, M. MONGIARDO**  
"Efficient CAD of wideband contiguous channel multiplexers"  
*IEEE MTT-S Digest*, 1996
- [48] **X.P. LIANG, K.A. ZAKI, A.E. ATIA**  
"A rigorous three plane mode matching technique for characterizing waveguide T-Junctions and its application in multiplexer design"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.39, n°12, December 1991
- [49] **M.A. ISMAIL, D. SMITH, A. PANARIELLO, Y. WANG, M. YU**  
"EM-Based Design of Large-Scale Dielectric-Resonator Filters and Multiplexers by Space Mapping"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.52, n°1, January 2004, pp.386-392
- [50] **M. YU**  
"EM Based "Smart" Design Techniques for Filters and Multiplexers"  
*IMS 2004, Workshop Comparison of Modern Filter Design Techniques*
- [51] **L. ACCATINO, M. MONGIARDO**  
"Hybrid circuit full wave computer aided design of a manifold multiplexers without tuning elements"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.50, n°9, september 2002
- [52] **F.J. GARTZ, H. ZEH, D. WOLK, U. BANHARDT, D. SCHMITT, M. GUGLIELMI**  
"Broadband high channel number output multiplexers"  
*AIAA 2000*
-

- 
- [53] **D. BARIANT, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, P. GUILLON, D. PACAUD, J.J. HERREN**  
"Method of spurious mode compensation applied to manifold multiplexer design"  
*IMS 2002, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, USA, June 2-7, 2002*
- [54] **E. PICARD**  
"Filtres planaires en technologies innovantes pour des applications multimédia"  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Mars 2004*
- [55] **C. SABOUREAU**  
"Analyses électromagnétiques et méthodologies de conception associées, dédiées à l'optimisation de composants et modules millimétriques"  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Septembre 2004*
- [56] **SHIH**  
"Numerical Techniques For Microwave And Millimeter-Wave Passive Structures"  
*Edité par Tatsuo Itoh*
- [57] **COUFFIGNAL**  
"Contribution à l'étude de filtres en guides d'ondes métalliques"  
*Thèse de Doctorat, ENSEEIHT Toulouse*
- [58] **BOUTHEILLER**  
"Analyse et synthèse par optimisation basée sur l'algorithme génétique de filtres en guide d'ondes rectangulaire, Application à la conception de filtres multi-modes utilisant la résonance des modes à leur fréquence de coupure"  
*Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux 1*
- [59] **P. ALVES**  
"Analyse électromagnétique d'un filtre à phase linéaire à iris inductifs épais"  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*
- [60] **O. TANTOT**  
"Caractérisation hyperfréquence de matériaux diélectriques aux hautes températures par la méthode du guide rayonnant ouvert termine par un iris épais"  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*
- [61] **G.V. ELEFThERIADES, A.S. OMAR, L.P.B. KATEHI**  
"Some important properties of waveguide junction generalized scattering matrices in the context of the mode matching technique"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.42, n°10, octobre 1994*
- [62] **WEISSHAAR, V. MONGIARDO, TRIPATHI**  
"CAD-Oriented Equivalent Circuit Modeling of Step Discontinuities in Rectangular Waveguides"  
*IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 6, No. 4, April 1996*
- [63] **SAFAVI-NAINI, MACPHIE**  
"On solving Waveguide Junction Scattering Problems by the conservation of Complex Power Technique"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-29, No. 4, April 1981*
-

- 
- [64] **SAFAVI-NAINI, MACPHIE**  
"Scattering at Rectangular-to-Rectangular Waveguide Junctions"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, No. 11, November 1982
- [65] **SITE INTERNET, MICIAN  $\mu$ WAVE WIZARD**  
<http://www.mician.com/>
- [66] **WADE, MACPHIE**  
"Scattering at Circular-to-Rectangular Waveguide Junctions"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-34, No. 11, November 1986
- [67] **MACPHIE**  
"Scattering at the Junction of a Rectangular Waveguide and a larger Circular Waveguide"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, No. 9, September 1995
- [68] **SABATIER**  
"Scattering at an Offset Circular Hole in Rectangular Waveguide"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, No. 3, March 1992
- [69] **DAS, SOMASEKHAR RAO**  
"Analysis of a Transition Between Rectangular and Circular Waveguides"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, No. 2, February 1991
- [70] **MACPHIE, WU**  
"Scattering at the junction of a rectangular waveguide and a larger circular waveguide"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.43, n°9, September 1995
- [71] **ACCATINO, BERTIN**  
"Design of coupling irises between circular cavities by modal analyses"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.42, n°7, July 1994
- [72] **R. THEODOR**  
"Initiation à l'analyse numérique"  
*CNAM, Cours A, Edition Masson, 1992*
- [73] **JOMEGA USER'S MANUAL**  
*HP-Eesof microwave & RF circuit design, Circuit Reference, Senior Feature, February 1994*
- [74] **SITE INTERNET**  
Numerical recipes in fortran 77° : the art of scientific computing?  
<http://library.lanl.gov/numerical/bookpdf.html>
-

- 
- [75] **U. ROSENBERG**  
"Multiplexing and double band filtering with common multimode cavities"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.38, n°12, december 1990, pp.1862-1871
- [76] **L.C. TSAI, C.W. HSUE**  
"Dual-band bandpass filters using equal-length coupled-serial-shunted lines and z-transform technique"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.52, n°4, April 2004, pp.1111-1117
- [77] **S. HOLME**  
"Multiple passband filters for satellite applications"  
*Proceedings 20<sup>th</sup> AIAA Int. Communications Satellite Conf. Exhibit*, 2002
- [78] **J. LEE, M.S. UHM, I.B. YAN**  
"A dual passband filter of canonical structure for satellite applications"  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.14, n°6, June 2004
- [79] **J. LEE, M.S. UHM, J.H. PARK**  
"Synthesis fo a self equilized dual passband filter"  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.15, n°4, April 2005
- [80] **F. SEYFERT**  
"Problèmes extrémaux dans les espaces de Hardy. Application à l'identification de filtres hyperfréquences à cavités couplées"  
*Thèse de Doctorat de l'Ecole des Mines de Paris*, Février 1998
- [81] **G. MACCHIARELLA, S. TAMIAZZO**  
"A design technique for symmetric dual band filters"  
*IEEE MTT-S International Microwave Symposium, USA, Long Beach, June 12-17, 2005*
- [82] **P. JARRY, J. BENEAT, E. KERHERVE, H. BAKER**  
"New class of rectangular and circular evanescent mode waveguide filter"  
*International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol.8, Issue2, March 1998, pp.161-192
-

## BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE

### Publications dans les revues internationales avec comité de lecture

**P. LENOIR, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME**

**Development of an electromagnetic tool for the accurate synthesis of manifold multiplexers : The dynamic inverter**

International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, vol. 15, Issue 3, May 2005, pp 278-285

**P. LENOIR, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME**

**Design of Dual-band Bandpass Filters for Space Applications**

En cours de soumission, Proceedings of the European Microwave Association

### Publications dans les conférences internationales avec comité de lecture

**P. LENOIR, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, F. SEYFERT, L. BARATCHART, C. ZANCHI, J. SOMBRIN**

**Approximate synthesis for the design of microwave filters based on an exhaustive computation of coupling matrices**

International Workshop on Microwave Filters, Toulouse, France, September 13-15, 2004

### Publications invitées

**H. DILLENBOURG, J.J. HERREN, P. LENOIR, D. BAILLARGEAT, S. BILA**

**High power handling and DR, State of the art output multiplexer**

Workshop on the Practical Aspect of Microwave Filter Design and Realization, IMS, Long Beach, CA, June 12-17, 2005

**P. LENOIR, V. LUNOT, F. SEYFERT, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME**

**Advanced Synthesis and Implementation of Asymmetric Dual Band Bandpass Filters**

**Workshop on the New Trends and Techniques for the Synthesis and CAD of Microwave Filters, Paris, France, October 3-7, 2005**

### Publications dans les conférences nationales avec comité de lecture

**P. LENOIR, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME**

**Conception de filtres d'émission à large bande passante par la méthode des éléments finis**  
13èmes Journées Nationales Microondes (JNM), Lille, 21-23 Mai 2003

**P. LENOIR, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME**

**Conception de filtres à double bande passante pour des applications spatiales**

14èmes Journées Nationales Microondes (JNM), Nantes, 11-13 Mai 2005

---