

# UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE : Sciences et Ingénierie pour l'Information

FACULTE des SCIENCES et TECHNIQUES de LIMOGES

Année 2011

## THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Spécialité : " Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes "

Présentée et soutenue publiquement par

**Hussein EZZEDDINE**

Le Mercredi 19 Octobre 2011

*Développement de méthodes de conception pour  
l'intégration de dispositifs de filtrage et de multiplexage  
hyperfréquences*

Thèse dirigée par Stéphane BILA et Serge VERDEYME

### Jury :

<b>R. QUÉRÉ</b>	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Président
<b>E. RIUS</b>	Professeur à l'UBO - Brest	Rapporteur
<b>H. AUBERT</b>	Professeur à l'INP - Toulouse	Rapporteur
<b>F. SEYFERT</b>	Chargé de Recherches à INRIA - Sophia-Antipolis	Examineur
<b>D. PACAUD</b>	Ingénieur à Thales Alenia Space - Toulouse	Examineur
<b>J. PUECH</b>	Ingénieur de Recherches au CNES - Toulouse	Examineur
<b>S. BILA</b>	Chargé de Recherches CNRS - XLIM	Examineur
<b>S. VERDEYME</b>	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Examineur



## Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués au sein du département MINACOM (Micro et Nanotechnologies pour Composants Optoélectroniques et micro-ondes) de l'Institut de Recherche XLIM UMR CNRS 6172, dirigé par Valérie MANDRANGEAS, Professeur à l'Université de Limoges. Je lui exprime ma plus profonde reconnaissance pour m'avoir accueilli dans son équipe.

Je suis très reconnaissant à Monsieur Raymond QUÉRÉ, Professeur à l'Université de Limoges, d'avoir accepté de présider ce jury.

J'exprime ma sincère gratitude à Monsieur Eric RIUS, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale, Brest, et à Monsieur Hervé AUBERT, Professeur à l'INP de Toulouse, qui ont accepté d'assurer la tâche de rapporteur.

J'assure de mon entière reconnaissance Monsieur Fabien 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 Damien PACAUD, Ingénieur à Thales Alenia Space, pour les nombreux échanges qui ont eu lieu au cours de ces trois années et qui ont contribué à l'élaboration de ces travaux.

J'adresse également mes remerciements à Monsieur Jérôme PUECH, ingénieur au CNES, pour sa présence parmi ce jury.

J'exprime ici avec le plus grand plaisir, ma reconnaissance à Monsieur Serge VERDEYME, Professeur à l'Université de Limoges, qui par ses compétences et ses avis éclairés a su orienter ce travail.

Je souhaite remercier infiniment Monsieur Stéphane 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.



# Sommaire

<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE</b> .....	<b>2</b>
<b>CHAPITRE 1 – CONTEXTE GÉNÉRAL DE L'ÉTUDE</b> .....	<b>3</b>
<b>I- Introduction</b> .....	<b>5</b>
<b>II- Les satellites de télécommunications [1]-[8]</b> .....	<b>6</b>
II.1. Généralités [1]-[4].....	6
II.2. Historique [1], [2].....	7
II.3. Applications [2], [4].....	7
II.4. Architecture [2], [4], [6] .....	8
II.4.1. La plate-forme.....	8
II.4.2. La charge utile .....	9
<b>III- Technologies et dispositifs de multiplexage des filtres d'IMUX et d'OMUX [9]-[32]:</b> .....	<b>12</b>
III.1. Technologies des filtres d'IMUX et d'OMUX.....	12
III.1.1. Technologies des filtres d'IMUX.....	12
III.1.2. Technologies des filtres d'OMUX.....	15
III.2. Dispositifs de multiplexage des filtres d'IMUX et d'OMUX .....	16
III.2.1. Les circulateurs [4] .....	16
III.2.2. Les manifolds [4], [24].....	17
<b>IV- Les méthodes de synthèse et de conception des filtres d'IMUX et d'OMUX, et des dispositifs de multiplexage associés [33]-[40]</b> .....	<b>19</b>
IV.1. Méthodes de synthèse et de conception des filtres passe-bande à bande étroite .....	19
IV.1.1. Fonction de transfert .....	20
IV.1.2. Circuit électrique équivalent et matrice de couplage [15]-[17], [34]-[36].....	21
IV.1.3. Conception électromagnétique .....	22
IV.2. Méthodes de synthèse et de conception des multiplexeurs sur manifold .....	28
IV.2.1. Initialisation des dimensions de chaque canal .....	28
IV.2.2. Initialisation des longueurs de calage.....	29
IV.2.3. Optimisation de la structure globale du multiplexeur.....	29
<b>V- Conclusion</b> .....	<b>30</b>

**CHAPITRE 2 – CONCEPTION ET RÉALISATION DE FILTRES D'IMUX OPTIMISÉS EN SÉLECTIVITÉ ET EN TEMPS DE PROPAGATION DE GROUPE..... 31**

- I- Introduction .....33**
- II- Solutions utilisées classiquement pour réaliser les filtres optimisés en sélectivité et en TPG .....35**
  - II.1. Les égaliseurs du TPG externes [20], [27] .....35
  - II.2. Les filtres auto-correctés [41]-[47] .....40
- III- Synthèse optimisée des filtres hyperfréquences en sélectivité et en TPG .....45**
  - III.1. Principe .....45
  - III.2. Exemples d'applications .....46
    - III.2.1. Réduction de l'encombrement .....46
    - III.2.2. Amélioration des performances électriques.....51
- IV- Conclusion .....64**

**CHAPITRE 3 – CONCEPTION ET RÉALISATION DE MULTIPLEXEURS COMPACTS ..... 65**

- I- Introduction .....67**
- II- État de l'art au sujet des multiplexeurs compacts .....68**
  - II.1. Méthode de synthèse basée sur l'optimisation de la matrice de couplage généralisée [30]-[32].....68
    - II.1.1. Principe .....68
    - II.1.2. Méthode d'optimisation utilisée.....71
    - II.1.3. Exemple de multiplexeurs compacts réalisés .....72
  - II.2. Méthode de synthèse basée sur le calcul des fonctions caractéristiques du multiplexeur [28], [29].....74
    - II.2.1. Principe .....74
    - II.2.2. Exemples de multiplexeurs compacts réalisés.....78
  - II.3. Conclusion sur l'état de l'art des multiplexeurs compacts .....80
- III- Conception et caractérisation de diplexeurs compacts en cavités bimodes .....81**
  - III.1. Conception d'un diplexeur sur manifold .....82
    - III.1.1. Cahier des charges .....82
    - III.1.2. Synthèse théorique de chaque canal .....82
    - III.1.3. Conception électromagnétique d'un canal.....84
    - III.1.4. Conception électromagnétique du diplexeur .....85
  - III.2. Première topologie du diplexeur compact .....87
    - III.2.1. Synthèse du circuit équivalent .....87
    - III.2.2. Conception électromagnétique .....90
  - III.3. Seconde topologie du diplexeur compact .....95
    - III.3.1. Synthèse du circuit équivalent .....95

III.3.2. Conception électromagnétique .....	98
III.4. Analyse des performances obtenues avec les diplexeurs compacts et comparaison avec le diplexeur sur manifold.....	102
III.4.1. Puissance dissipée.....	102
III.4.2. Comparaison des performances obtenues .....	104
III.5. Validation expérimentale .....	105
<b>IV- Extension des travaux effectués sur les diplexeurs compacts.....</b>	<b>108</b>
IV.1. Diplexeur compact à canaux non-adjacents.....	108
IV.1.1. Synthèse du circuit équivalent.....	108
IV.1.2. Conception électromagnétique .....	110
IV.2. Conception d'un triplexeur compact.....	111
IV.2.1. Synthèse électrique .....	111
IV.2.2. Conception électromagnétique .....	113
<b>V- Conclusion .....</b>	<b>118</b>
<b>CONCLUSION GÉNÉRALE.....</b>	<b>119</b>
<b>RÉFÉRENCES.....</b>	<b>125</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE.....</b>	<b>133</b>
<b>ANNEXES.....</b>	<b>137</b>
<b>I- Annexe 1 .....</b>	<b>139</b>
I.1. La fonction Butterworth .....	141
I.2. La fonction Tchebychev .....	142
I.3. La fonction pseudo-elliptique .....	144
<b>II- Annexe 2 .....</b>	<b>146</b>
<b>III- Annexe 3 .....</b>	<b>151</b>



# ***INTRODUCTION GÉNÉRALE***



La croissance des données échangées par les réseaux d'information et de communication, nécessite le développement d'équipements possédant des performances et des fonctionnalités toujours plus importantes. Au regard des différentes applications (grand-public, défense, spatial...) l'intégration, la reconfiguration, la sécurité et le coût de l'équipement sont aussi des contraintes particulières à prendre en compte lors de la conception.

L'explosion des communications mobiles a donc conduit à imposer des critères de plus en plus sévères à toutes les fonctions de l'électronique et notamment à celles qui assurent le filtrage des signaux. Les filtres hyperfréquences doivent répondre à des contraintes de natures physiques (poids, encombrements,...) et électriques (sélectivité, temps de propagation de groupe, pertes, tenue en puissance...) très strictes. De plus, la réduction des coûts de conception et d'exploitation de ces dispositifs est un point clef dans le cadre d'un processus industriel.

Dans ce cadre, le développement de méthodologies de synthèse appropriées est primordial en permettant de concevoir ces dispositifs de manière optimale par rapport aux contraintes imposées. Ces méthodes de synthèse utilisent différents modèles permettant de dimensionner le circuit hyperfréquence réalisant la fonction souhaitée en optimisant toutes les contraintes imposées par l'application ou l'environnement du circuit. Cette optimisation se traduit par une réduction des coûts et du temps de conception d'une part, et par une amélioration des performances et une simplification de l'architecture du système d'autre part contribuant à augmenter l'intégration de l'équipement.

Les travaux présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans cet axe de recherche.

Dans une première partie, le but consiste à développer une méthodologie de synthèse optimale, pour optimiser les performances électriques des filtres hyperfréquence.

Dans une seconde partie, l'objectif est de simplifier l'architecture des multiplexeurs afin d'améliorer leur compacité.

Les travaux réalisés lors de cette thèse ont été effectués dans le cadre d'une action de *R&T* du Centre National d'Etudes Spatiales (*CNES*) et d'un programme ANR (*Filipix*) coordonné par

*Thales Alenia Space*. Par conséquent, les développements ont été orientés vers les technologies employées dans le domaine des communications spatiales.

*Le premier chapitre* présentera le contexte général de l'étude, avec notamment le rôle des filtres et des multiplexeurs dans les charges utiles des satellites de télécommunications. Ce chapitre décrit les principales technologies de ces circuits leurs techniques de synthèse et de conception.

*Dans le second chapitre*, nous présenterons la synthèse électrique ainsi que la conception électromagnétique de filtres optimisés en sélectivité et en temps de propagation de groupe. Pour cela, nous comparerons une méthodologie de synthèse optimale développée en collaboration avec l'Institut National de Recherche en Informatique et en Automatique (*INRIA*) à l'approche de synthèse classique utilisant une fonction pseudo-elliptique. Une comparaison des performances électriques et de l'encombrement des filtres conçus en utilisant les deux approches sera réalisée, mettant en évidence l'intérêt de la méthodologie de synthèse développée.

*Le troisième chapitre* sera consacré au développement de multiplexeurs compacts. Ces nouveaux dispositifs intégrant les fonctions de multiplexage dans un seul dispositif multiport permettent de simplifier l'architecture des systèmes de télécommunications. La conception de diplexeurs et de triplexeurs compacts basés sur des nouvelles topologies de couplage et implémentés en cavités bimodes sera présentée. Une comparaison par rapport aux dispositifs de multiplexage classiques sur manifold sera aussi montrée pour mettre en évidence l'intérêt de ces nouvelles architectures.

Pour terminer ce manuscrit, une conclusion dressera un bilan sur les différents travaux réalisés au cours de cette thèse, et quelques perspectives de recherche associées seront présentées.

***CHAPITRE 1 – CONTEXTE GÉNÉRAL DE  
L'ÉTUDE***



## **I- Introduction**

Dans ce premier chapitre, nous décrivons, tout d'abord, le domaine des satellites de télécommunications d'une manière générale. Ensuite, nous nous intéressons aux systèmes constituant un satellite de télécommunications, et plus particulièrement aux dispositifs de filtrage et de multiplexage dans la charge utile.

Dans la deuxième partie, nous présentons les différentes technologies de filtres utilisées pour la réalisation des multiplexeurs embarqués dans la charge utile, ainsi que des différents dispositifs de combinaison employés classiquement.

Enfin, dans la dernière partie, nous présentons les aspects théoriques de la synthèse et de la conception des filtres à résonateurs couplés, et des multiplexeurs sur manifold que nous prendrons en référence pour comparer aux approches développées dans les deux prochains chapitres.

## II- Les satellites de télécommunications [1]-[8]

### II.1. Généralités [1]-[4]

Un satellite de télécommunications est un satellite artificiel placé dans l'espace pour des besoins de télécommunications. Son rôle 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. Ce principe est montré sur la figure I.1.

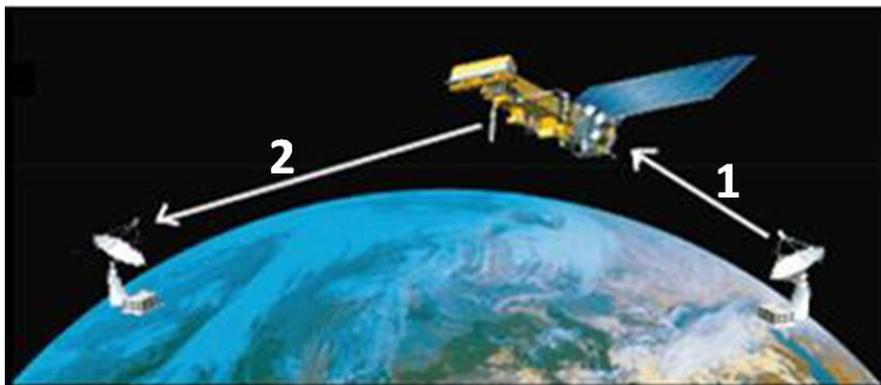


Figure I.1 : Comme un miroir dans le ciel [4]

Un satellite de télécommunications peut utiliser une orbite géostationnaire, une orbite terrestre basse ou une orbite de Molniya [3]. Un satellite en orbite géostationnaire semble fixe à un observateur à la surface de la Terre. Il fait le tour de la Terre en 23h 56 min, à vitesse constante, à la verticale de l'équateur. L'orbite géostationnaire est donc très pratique pour les applications de communication car les antennes au sol, qui doivent impérativement être pointées vers le satellite, peuvent fonctionner efficacement sans devoir être équipées d'un système de poursuite des mouvements du satellite, système coûteux et compliqué à exploiter. Dans le cas d'applications nécessitant un très grand nombre d'antennes au sol (comme la diffusion de bouquets de télévision numérique), les économies réalisées sur les équipements au sol justifient largement la complexité technologique du satellite et le surcoût de la mise sur une orbite relativement haute (près de 36 000 km).

## **II.2. Historique [1], [2]**

Le premier satellite de télécommunications est envoyé par la NASA : il s'agit du satellite Echo en 1960. Il servait de relais de réflexion passif pour les communications radio. Par la suite, les satellites évoluèrent vers des systèmes actifs équipés de leur propre équipement d'émission et de réception. Le premier d'entre eux, TELSTAR 1, fut lancé par les Etats-Unis en 1962. Il enregistrerait les messages reçus lors de son passage au-dessus d'une station terrestre et les retransmettait lors de son passage au-dessus d'une autre station terrestre. En 1965, Early Bird (INTELSAT 1) est devenu le premier satellite de télécommunications commercial. Il a permis la première transmission transatlantique d'images télévisées entre la France (Pleumeur-Bodou dans les Côtes d'Armor) et les Etats-Unis (Andover dans le Maine, Nord-Est).

Aujourd'hui, les télécommunications par satellite sont incontournables. En effet, elles apportent une technologie complémentaire à la fibre optique qui compose les câbles sous-marins. Surtout, elles sont utilisées pour des applications mobiles, comme des communications vers les navires, les avions, où les zones difficiles d'accès vers lesquels il serait impossible d'utiliser du câble.

## **II.3. Applications [2], [4]**

Les domaines d'utilisation des satellites de télécommunications sont nombreux, les plus importants sont :

- La téléphonie internationale : c'est l'application la plus importante bien qu'elle soit concurrencée par les câbles optiques terrestres ou sous-marins,
- La télévision et la radio,
- Le système de positionnement par satellite GPS, et bientôt GLONASS et Galileo [5],
- La transmission de données à haut débit (internet, applications multimédia, télémédecine...),
- Les télécommunications militaires.

Pour chaque application, une bande de fréquence est allouée par l'UIT (Union Internationale des Télécommunications). Le tableau I.1 représente les différentes bandes de fréquences allouées et leurs applications.

Nom des bandes	Plages de fréquence (GHz)		Applications
	Liaison montante	Liaison descendante	
Bande L	1.626 - 1.660	1.525 – 1.559	Radionavigation, Services mobiles par satellites
Bande S	2.665 – 2.690	2.500 – 2.655	Services mobiles par satellites (UMTS)
Bande C	5.725 – 7.075	3.400 – 4.200 4.500 – 4.800	Téléphonie fixe, radiodiffusion
Bande X	7.900 – 8.400	7.250 – 7.750	Communications militaires cryptées
Bande Ku	12.750 – 13.250 14.000 – 14.800 17.300 – 18.100	10.700 – 12.750	Contenus informatiques importants : diffusion de télévision, applications multimédia
Bande Ka	27.500 – 31.000	18.100 – 21.200	Communications haut débit civiles

Tableau I.1 : bandes de fréquence allouées par l'UIT [2], [4].

La liaison montante désigne le trajet du signal de la Terre vers le satellite (liaison 1 sur la figure I.1), et la liaison descendante désigne le trajet inverse (liaison 2 sur la figure I.1). Les plages de fréquences des deux liaisons sont différentes afin d'éviter les interférences.

## **II.4. Architecture [2], [4], [6]**

L'architecture d'un satellite de télécommunications résulte des objectifs définis par la mission qu'il doit remplir et des contraintes environnementales qu'il va subir.

Un satellite est essentiellement constitué de deux éléments : une plateforme de service (*service module*) comportant tout ce qui est nécessaire pour assurer le bon fonctionnement des instruments pendant la durée de vie prévue, et une charge utile (*payload*) constituée par les instruments liés aux objectifs de la mission.

### **II.4.1. La plate-forme**

La plate-forme assure les fonctions permettant au satellite de vivre dans l'espace sans intervention extérieure, à savoir :

- Le contrôle thermique : maintien des éléments de la charge utile dans une plage de températures de 10°C à 50°C (la température externe du satellite étant de -160°C à l'ombre, et de +150°C en plein soleil).
- Le contrôle de l'altitude et de la position.
- La génération de l'énergie d'alimentation (via les panneaux solaires), son stockage (dans des batteries) et sa distribution.

#### II.4.2. La charge utile

C'est la partie du satellite qui lui permet de remplir la mission pour laquelle il a été conçu. Dans ce rapport, on s'intéresse uniquement aux missions de télécommunications pour situer le contexte de la thèse. Dans ce cas, la charge utile sert de relais de communication entre stations terriennes. Pour assurer ce rôle, deux sous-systèmes sont nécessaires : le sous-système antennes et le sous-système répéteurs. Le synoptique d'une charge utile est donné sur la figure I.2. Le signal capté par l'antenne de réception est transposé en fréquence et amplifié avant d'être réémis par l'antenne d'émission. Le contenu de l'information véhiculée par les signaux n'a pas été modifié, on parle de satellites « transparents ». Il existe des satellites dit « régénératifs » dans lesquels des systèmes de traitement des informations sont ajoutés pour améliorer les bilans de liaison du système de transmission [7]. Les rôles des différents éléments de la charge utile sont donnés dans la suite.

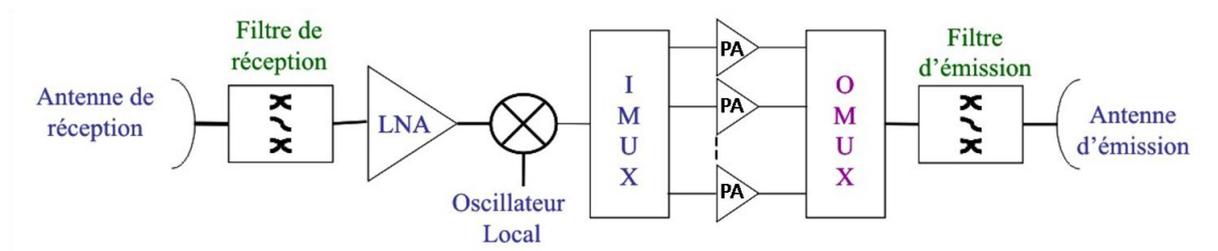


Figure I.2 : Charge utile d'un satellite de télécommunications « transparent »

##### *II.4.2.1. Le sous-système antenne*

L'antenne de réception doit capter le signal montant avec le moins de signaux parasites possible (le niveau de puissance du signal reçu est de l'ordre de 1 nW). L'antenne d'émission réémet le signal amplifié en sortie du répéteur (niveau de puissance de l'ordre de 100 W) vers une ou plusieurs zones de couverture.

Ainsi, un fort gain et une bonne adaptation des antennes sont demandés pour les antennes d'émission et de réception. De plus, l'antenne d'émission doit supporter de fortes puissances. Pour cela, les antennes à réflecteurs et les réseaux d'antennes sont couramment employés [8].

#### *II.4.2.2. Le sous-système répéteur*

Il est constitué d'équipements de télécommunications situés entre l'antenne d'émission et celle de réception.

Le filtre de réception a pour rôle de sélectionner la bande de fréquences à amplifier. C'est un filtre large bande ( $\Delta f \sim 2$  GHz), situé juste après l'antenne de réception, il sélectionne l'ensemble des signaux à traiter. Il élimine donc les fréquences parasites et le bruit hors bande. Ce filtre doit avoir des pertes d'insertion très faibles pour ne pas dégrader le facteur de bruit du récepteur.

Cette bande est amplifiée en premier temps par l'amplificateur faible bruit (*LNA : Low Noise Amplifier*) tout en limitant le bruit et la distorsion. Une transposition vers la fréquence d'émission (cf. liaison descendante dans le tableau I.1) est ensuite réalisée par un oscillateur local.

La bande de fréquence est ensuite décomposée en plusieurs canaux pour pallier à la non-linéarité des amplificateurs sur une large bande de fréquences, cette décomposition est réalisée grâce au démultiplexeur d'entrée (*IMUX : input multiplexer*). Les filtres de l'*IMUX* partagent la bande utile en plusieurs canaux ou sous-bandes dont la largeur dépend de l'application (27, 36, 72 MHz, ...).

Chaque canal est amplifié par l'amplificateur de puissance (*PA : Power Amplifier*) correspondant. Les canaux sont enfin recombinaés par le multiplexeur de sortie (*OMUX : output multiplexer*). Les filtres de l'*OMUX* servent à éliminer les fréquences parasites créées par les amplificateurs. Le filtre d'émission placé avant l'antenne d'émission est un filtre passe-bas et il sert à supprimer les harmoniques créées par les amplificateurs de puissance et à atténuer les parasites dans la bande de réception afin d'éviter les interférences.

Pour que les éléments de la charge utile puissent remplir leurs rôles, leurs méthodes de conception ainsi que leurs implémentations technologiques sont des points clés pour atteindre les performances exigées par la mission du satellite.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous concentrons sur la partie filtrage de la charge utile, et plus particulièrement les filtres d'*OMUX* et d'*OMUX*. Les technologies employées pour les réaliser, les dispositifs utilisés pour les multiplexer, et leurs méthodes de synthèse et de conception seront décrites dans la suite de ce rapport.

## III- Technologies et dispositifs de multiplexage des filtres d'*IMUX* et d'*OMUX* [9]-[32]:

### III.1. Technologies des filtres d'*IMUX* et d'*OMUX*

Pour respecter le cahier des charges imposé par les systémiers<sup>1</sup>, le concepteur doit choisir la technologie la mieux adaptée. Les technologies fréquemment utilisées pour implémenter les filtres d'*IMUX* et d'*OMUX* sont présentées dans cette partie.

#### III.1.1. Technologies des filtres d'*IMUX*

##### *III.1.1.1. La technologie volumique*

Les filtres d'*IMUX* doivent être à bande passante relative très étroite ( $B < 1\%$ ). La définition de la bande relative est rappelée dans l'équation (I.1) ci-dessous.

$$B = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (I.1)$$

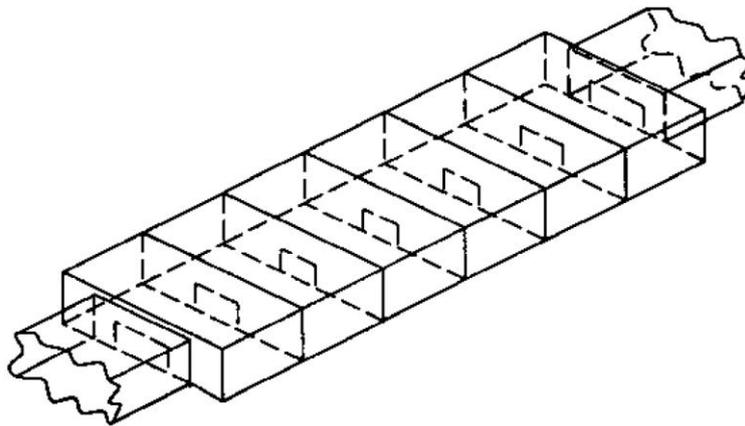
Avec,  $\Delta f$ : la bande passante du filtre, et  $f_0$ : sa fréquence centrale.

De plus, ces filtres doivent être très sélectifs, et doivent présenter un temps de propagation de groupe le plus linéaire possible pour éviter les distorsions de phase. Les pertes d'insertion ne sont pas un point critique pour ces filtres car ils sont placés avant les amplificateurs de puissance. Cependant, leurs variations dans la bande passante doivent être faibles ( $< 0.5 \text{ dB}$  sur toute la bande). La puissance reçue par ces filtres reste encore peu élevée malgré l'amplification faite par les *LNA* placés en amont.

Pour satisfaire ces contraintes, les cavités métalliques vides ou chargées par des diélectriques sont couramment utilisées [9]-[11]. Ces technologies sont connues pour leurs facteurs de qualité à vide très élevés (allant jusqu'à 15000), leurs stabilités en température, et leurs tenue en puissance. Tout de même, ces technologies volumiques sont très encombrantes et demandent un réglage post-fabrication. La figure I.3 montre quelques exemples de filtres à cavités.

---

<sup>1</sup> Le terme systémier recouvre l'entité ou les entités en charge de la conception, du développement et du maintien en opération du système spatial qui comprend : l'engin spatial (fusée, satellite, sonde,...), les infrastructures, l'environnement, les interfaces avec le monde extérieur.



(a)



(b)

Figure I.3 : Technologie volumique monomode : (a) filtre 6 pôles à cavités rectangulaires vides [12], (b) filtre 4 pôles à résonateurs diélectriques cylindriques [13]

Pour réduire l'encombrement de ces filtres à cavités, les modes dégénérés sont utilisés. En effet, dans une cavité, il y a une infinité de modes électromagnétiques. Chaque mode est caractérisé par une distribution du champ électromagnétique et une fréquence de résonance. Quand plusieurs modes résonnent à la même fréquence, ils sont dits dégénérés et les cavités utilisant ces modes sont appelées cavités multi-modes [14]-[16]. En particulier, quand une structure présente des axes de symétries (cavité à section circulaire ou carré, sphère ...), plusieurs polarisations d'un même mode peuvent coexister à une même fréquence si ses polarisations sont orthogonales. Un tel mode est dit dual si deux polarisations orthogonales résonnent dans la structure. En perturbant la symétrie, il est alors possible de coupler ces polarisations et former une cavité bimode permettant d'avoir deux résonances par cavité et donc de réduire par 2 le nombre de cavités d'un filtre. De plus, cette approche permet de réaliser plus facilement les couplages indirects (couplages entre des résonateurs non-

adjacents), et par conséquent, de faciliter la réalisation de zéros de transmission. Un exemple d'un filtre à cavités bimodes cylindriques est donné sur la figure I.4 [17].

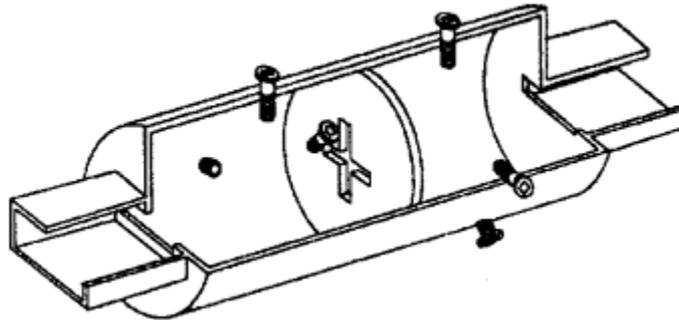


Figure I.4 : filtre à cavités métalliques cylindriques bimodes [17]

La conception de filtres utilisant cette technologie est expliquée en détails dans la dernière partie de ce chapitre. En effet, nous avons privilégié cette technologie pour implémenter les filtres et multiplexeurs étudiés dans cette thèse.

### *III.1.1.2. La technologie planaire supraconductrice [18]*

Les puissances mises en jeu dans les filtres d'*IMUX* sont très faibles et restent compatibles avec une technologie planaire afin de réduire l'encombrement des filtres. Cependant, les facteurs de qualité à vide obtenus en technologies planaires (inférieurs à 1000) ne sont pas suffisants pour réaliser des filtres à bande étroite et offrant la sélectivité requise pour les filtres d'*IMUX*. Pour améliorer le facteur de qualité des filtres planaires, les matériaux supraconducteurs à haute température critique peuvent être utilisés. Ces matériaux présentent une résistance de surface presque nulle quand ils sont refroidis en dessous de leur température critique (de l'ordre de  $10^{-5} \Omega$  à  $f = 10 \text{ GHz}$  et  $T = 77 \text{ K}$  pour le *YBaCuO*). Cela permet d'augmenter l'ordre du filtre pour augmenter sa sélectivité sans dégrader le niveau de pertes. Un exemple d'un filtre d'*IMUX* réalisé en technologie planaire supraconductrice est montré sur la figure I.5.

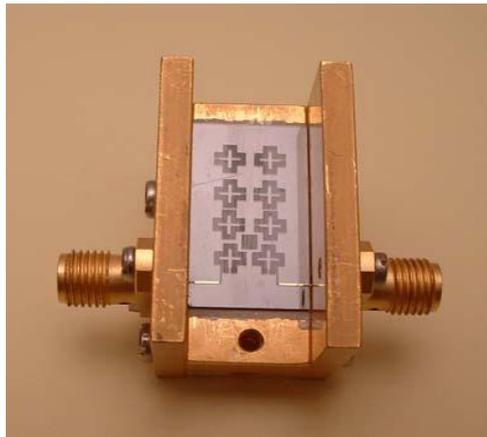


Figure I.5 : filtre 8 pôles en technologie planaire supraconductrice [18]

Ce filtre planaire est beaucoup moins encombrant que les filtres volumiques à cavités. Le cryogénérateur (non présenté sur la figure I.5), qui permet la tenue à très basse température du dispositif, constituait la principale limitation de cette technologie, jusqu'à présent pour des questions d'encombrement et de coût, mais les progrès récents, notamment en termes de miniaturisation en font une technologie toujours attrayante pour les *IMUX*.

### III.1.2. Technologies des filtres d'*OMUX*

Les filtres d'*OMUX* sont à bande très étroite, avec une bonne sélectivité et un temps de propagation de groupe le plus constant possible dans la bande. Leurs pertes d'insertion sont un point critique pour ne pas diminuer la puissance du signal dissipée essentiellement par effet Joule. D'autre part, ces filtres soumis à des fortes puissances ( $> 100 \text{ W}$ ) sont sensibles aux phénomènes de claquage [19].

Pour cela, on utilise typiquement les filtres à cavités décrits dans la partie *IMUX*. Les cavités sont réalisées en *INVAR*, qui est un alliage de fer (64%) et de nickel (36%) connu pour son coefficient d'expansion thermique très faible permettant de minimiser les phénomènes de dilatation thermique provoqués par la chaleur dissipée par effet Joule. Ces phénomènes sont indésirables car ils causent des dérives de la fréquence centrale des filtres. Ces dérives peuvent être calculées facilement par la formule (I.2) suivante [20] :

$$\Delta f = f_0 \times CTE \times \Delta T \quad (I.2)$$

Avec :

$f_0$ , la fréquence centrale du filtre

$CTE$ , le coefficient d'expansion thermique (*Coefficient of Thermal Expansion*), pour l'*INVAR*,

$CTE = 1.6 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ , pour l'aluminium,  $CTE = 23.1 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$  [21].

$\Delta T$ , les variations de température.

Par exemple, pour une fréquence centrale de  $12.75 \text{ GHz}$  (bande  $Ku$ ), pour l'*INVAR*, on obtient,  $\Delta f = 0.02 \text{ MHz}/^\circ\text{C}$  et pour l'aluminium,  $\Delta f = 0.29 \text{ MHz}/^\circ\text{C}$ , soit un facteur 15 entre les deux matériaux.

### **III.2. Dispositifs de multiplexage des filtres d'*IMUX* et d'*OMUX***

Après avoir décrit les technologies des filtres d'*IMUX* et d'*OMUX*, on s'intéresse à présent aux dispositifs permettant de connecter ces filtres entre eux de façon à réaliser la division de la bande utile en plusieurs canaux (*IMUX*) et inversement la recombinaison des signaux filtrés (*OMUX*).

Pour cela, ces dispositifs doivent limiter les interactions entre différents canaux afin de garder la bonne sélectivité des filtres. Il existe plusieurs techniques pour réaliser ces dispositifs [22]-[24]. Ici, nous citons les deux dispositifs les plus utilisés en pratique : les circulateurs et les manifolds.

#### III.2.1. Les circulateurs [4]

Un circulateur est un élément hyperfréquence à 3 ports utilisant des éléments non-linéaires (la ferrite par exemple) qui permettent de guider le signal incident dans un sens de rotation donné. Le schéma de principe d'un circulateur est donné sur la figure I.6.

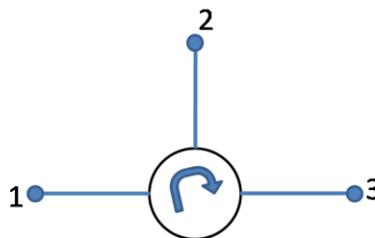


Figure I.6 : schéma de principe d'un circulateur

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). Il est donc utilisé pour connecter les différents canaux entre eux suivant le schéma montré sur la figure I.7. La directivité des circulateurs permet de limiter les interactions entre canaux. Par conséquent, la sélectivité des filtres n'est pas détériorée, et les filtres sont réglés indépendamment les uns des autres. En revanche, les circulateurs introduisent des pertes importantes car le signal traverse plusieurs circulateurs avant d'arriver à l'accès commun. Ces pertes sont de l'ordre de  $0.1 \text{ dB}$  par circulateur en technologie guide d'onde et en bande  $X$  [25], et entre  $0.5$  et  $1 \text{ dB}$  pour les

technologies micro-ruban et coaxiale [26]. De plus, les circulateurs à Ferrite ne supportent pas de fortes puissances. Ils sont donc couramment utilisés pour concevoir des *IMUX* car les pertes d'insertion ne sont pas un point critique et la puissance mise en jeu à ce niveau de la chaîne n'est pas importante.

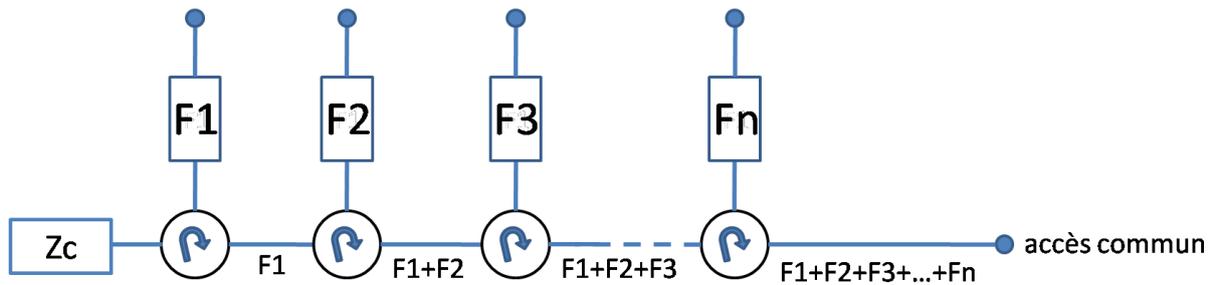


Figure I.7 : multiplexage par circulateurs

Les circulateurs sont aussi utilisés pour intégrer les égaliseurs du *TPG* [27] aux filtres d'*IMUX* qui doivent présenter des faibles variations du *TPG*. Ces dispositifs ainsi que les autres techniques utilisées pour l'égalisation du *TPG* seront expliqués en détails dans le chapitre 2.

### III.2.2. Les manifolds [4], [24]

Un manifold est simplement un guide d'onde commun utilisé pour connecter les canaux entre eux comme montré sur la figure I.8.

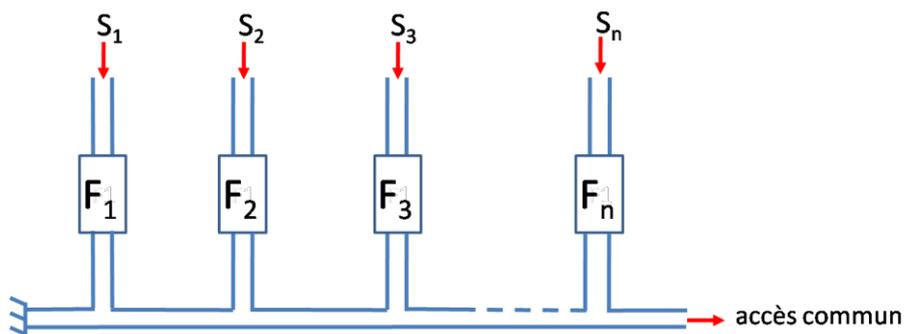


Figure I.8 : multiplexage sur manifold

Les avantages d'une telle structure sont la compacité, la réduction des pertes d'insertion, et la bonne tenue en puissance. Pour cela, les manifolds sont les dispositifs de multiplexage les plus utilisés en pratique malgré les fortes interactions entre les canaux qui exigent une très bonne sélectivité des filtres et un réglage très fin de la structure lorsque le nombre de canaux est élevé.

Dans le cadre de cette thèse, pour améliorer la compacité et l'intégration des dispositifs de multiplexage, nous avons conçu des multiplexeurs compacts [28]-[32]. Ce nouveau concept permettant d'éliminer les éléments de connexion (guides d'onde, jonctions...) dans les dispositifs de multiplexage sera expliqué en détails dans le chapitre 3.

## **IV- Les méthodes de synthèse et de conception des filtres d'*IMUX* et d'*OMUX*, et des dispositifs de multiplexage associés [33]-[40]**

Dans cette partie, nous allons expliquer, en premier temps, les aspects théoriques de synthèse et de conception des filtres d'*IMUX* et d'*OMUX*. Ces filtres passe-bande sont à bande passante étroite.

Dans un second temps, on s'intéresse à la synthèse et à la conception des dispositifs de multiplexage utilisés pour connecter ces filtres, plus précisément au cas des multiplexeurs sur manifold.

### **IV.1. Méthodes de synthèse et de conception des filtres passe-bande à bande étroite**

Pour concevoir un filtre passe-bande dans le domaine des microondes, plusieurs étapes sont nécessaires. Ces étapes sont montrées sur l'organigramme de la figure I.9. Tout d'abord, il convient de définir une fonction mathématique respectant le cahier des charges. Ensuite, il faut déduire un circuit électrique en éléments localisés réalisant cette fonction. Enfin, ce circuit électrique doit être transformé en circuit distribué dans une technologie donnée. Les dimensions de la structure distribuée sont optimisées pour respecter le cahier des charges. Ces étapes sont développées dans la suite.

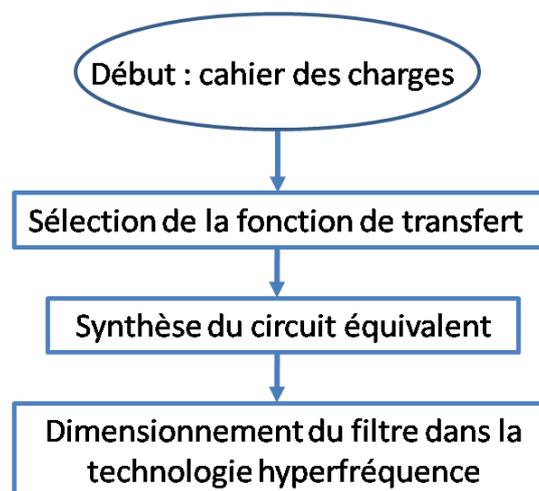


Figure I.9 : organigramme de conception des filtres microondes

#### IV.1.1. Fonction de transfert

Le filtrage passe-bande est couramment utilisé dans les systèmes de télécommunications. Il consiste à faire une discrimination fréquentielle du signal dans le but de sélectionner une bande de fréquence contenant le signal utile et d'atténuer les fréquences autour de cette bande. La fonction de transfert idéale  $H(f)$  d'un filtre passe-bande est donnée sur la figure I.10. Il s'agit d'une fenêtre fréquentielle en module et une phase linéaire décroissante.

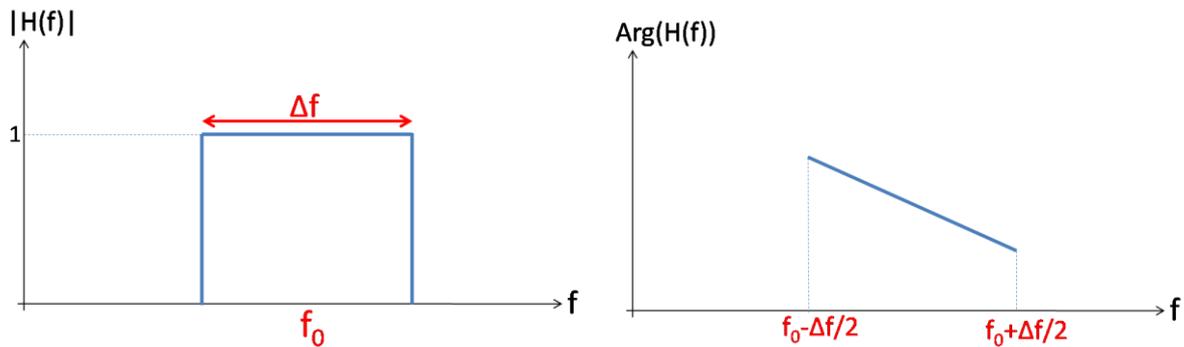


Figure I.10 : filtre passe-bande idéal

Le filtrage consiste à multiplier le spectre du signal d'entrée  $E(f)$  par la fonction de transfert  $H(f)$  :

$$S(f) = H(f).E(f) \quad (I.3)$$

Avec,

$f_0$  : la fréquence centrale du filtre

$\Delta f$  : la bande passante (la bande passante relative est  $\Delta f/f_0$ )

$S(f)$  : spectre du signal de sortie

$E(f)$  : spectre du signal d'entrée

$H(f)$  : fonction de transfert du filtre

Un tel filtre dont le gabarit en fréquence est présenté sur la figure I.10 est pratiquement irréalisable [33]. Pour cela, la fonction de transfert du filtre est approchée par une fonction polynomiale rationnelle satisfaisant un gabarit en module et en phase. Les approximations les plus couramment utilisées sont des fonctions de type Butterworth, Tchebychev ou quasi-elliptique dont les propriétés sont rappelées dans l'annexe 1.

Ces dernières sont des approximations en amplitude, c'est-à-dire que leur module est calculé de façon à s'approcher au mieux du module de la fonction de transfert idéale (figure I.10). Or,

la réponse en phase (notamment le temps de propagation de groupe) constitue un paramètre primordial d'un filtre. En effet, un filtre ayant des variations du temps de propagation de groupe introduit une distorsion au signal filtré. Sachant que les fonctions de transfert présentées en annexe introduisent une variation plus importante du temps de propagation de groupe lorsque la réjection augmente (figure A1.6), un compromis entre sélectivité et temps de propagation de groupe s'impose. Dans le second chapitre de cette thèse, une approche de synthèse optimale pour réaliser des filtres optimisés simultanément en sélectivité et en temps de propagation de groupe, est développée.

#### IV.1.2. Circuit électrique équivalent et matrice de couplage [15]-[17], [34]-[36]

Après avoir calculé la fonction de transfert répondant au cahier des charges imposé sous forme polynomiale, il s'agit de déterminer le circuit électrique en éléments localisés permettant de réaliser cette fonction. Ce circuit électrique est un outil intermédiaire qui permet de préparer l'implémentation du circuit aux fréquences microondes et de fixer notamment son architecture.

Dans le cadre de cette thèse, nous souhaitons concevoir des filtres d'*IMUX* et d'*OMUX*. Ces filtres sont à bande passante étroite. Par conséquent, ils peuvent être modélisés par un circuit électrique équivalent constitués de résonateurs ( $L$ ,  $C$ ) couplés par des inductances mutuelles [16].

Plusieurs approches ont été développées pour calculer les valeurs des éléments localisés de ce circuit à partir de la fonction de transfert polynomiale rationnelle [15], [16], [34], [35], [36]. La méthode la plus utilisée actuellement, introduite par Cameron dans [34], est rappelé en annexe 2.

Le circuit équivalent peut alors être représenté sous la forme d'une matrice de couplage. Les éléments de cette matrice sont associés aux différentes dimensions physiques du filtre à réaliser. Une séquence de rotation [34] peut donc être appliquée à cette matrice afin de changer sa topologie et par conséquent adapter l'architecture du filtre à la technologie d'implémentation. On rappelle que la topologie de la matrice de couplage désigne l'arrangement des couplages entre résonateurs. Cette topologie peut être déduite des termes non-nuls de cette matrice. La topologie de couplage (appelée aussi diagramme de couplage) doit être compatible avec la fonction de transfert à réaliser. Pour cela, elle doit vérifier les 2 critères de compatibilité connus dans [36], et rappelés en annexe 3.

### IV.1.3. Conception électromagnétique

A partir du diagramme de couplage et des contraintes physiques imposées par le cahier des charges, le concepteur doit trouver la solution la mieux adaptée pour implémenter physiquement le filtre. Dans le cadre de cette thèse, nous souhaitons concevoir des filtres d'*IMUX* et d'*OMUX* pour une charge utile d'un satellite de communications. Les facteurs de qualité requis pour ces applications doivent être très élevés. Par conséquent, les filtres à cavités volumiques sont fréquemment utilisés. De plus, pour limiter le poids et l'encombrement, nous avons choisi d'utiliser ces cavités sur des modes duaux.

Pour cela, nous détaillons la procédure de dimensionnement [4], [14]-[17], [37], [38] que nous avons suivie pour concevoir les structures au cours de ces travaux de thèse. L'approche consiste à initialiser les paramètres géométriques du filtre à partir d'une analyse électromagnétique de segments simples. Une optimisation de la structure globale est enfin réalisée pour tenir compte des interactions entre segments.

Pour illustrer ces méthodes de segmentation, nous allons considérer un filtre possédant une fréquence centrale  $f_0 = 8.165 \text{ GHz}$  et une bande passante  $\Delta f = 66 \text{ MHz}$ , le mode de fonctionnement est le mode dual  $TE_{111}$ .

#### 1. Calcul des dimensions des cavités

Tout d'abord, il faut calculer les dimensions des cavités métalliques afin que la fréquence de résonance du mode  $TE_{111}$  soit égale à  $f_0$ . Ce calcul est analytique, et les formules utilisées dans le cas des cavités cylindriques sont rappelées ci-dessous.

$$f_{TEmp} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{x'_{mn}}{Rcav}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{Lcav}\right)^2} \quad (I.4)$$

$$f_{TMmp} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{x_{mn}}{Rcav}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{Lcav}\right)^2} \quad (I.5)$$

Avec :  $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m.s}^{-1}$

$\epsilon_r$  : permittivité relative

$Rcav$  : rayon de la cavité

$Lcav$  : longueur de la cavité

$x_{mn}$  :  $m^{\text{ème}}$  zéro de la fonction de Bessel de première espèce d'ordre  $n$

$x'_{nm}$  :  $m^{\text{ème}}$  zéro de la dérivée de la fonction de Bessel de première espèce d'ordre  $n$ .

De plus, le rapport de forme de la cavité (Diamètre / hauteur) est généralement choisi de manière à offrir la meilleure isolation possible, pour le mode considéré par rapport aux autres modes dans la cavité. Pour ce faire, des abaques sont établis.

Pour l'exemple considéré, nous avons trouvé  $L_{cav} = 41.5 \text{ mm}$  et  $R_{cav} = 12 \text{ mm}$ .

## 2. Calcul des dimensions des iris d'entrée/sortie

Le segment utilisé pour ce calcul ainsi que la phase du coefficient de réflexion sont donnés sur la figure I.11.

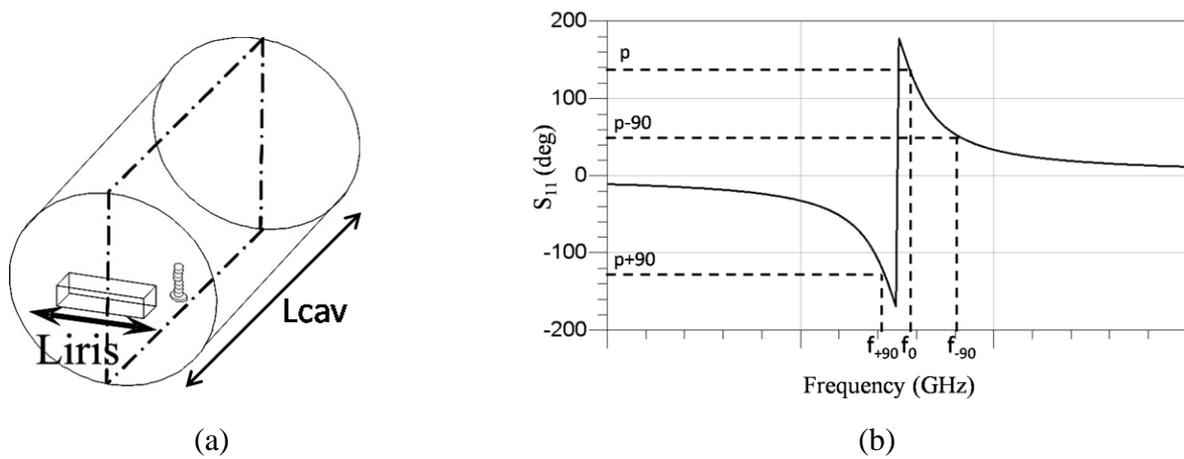


Figure I.11 : Calcul des dimensions des iris d'entrée/sortie, (a) : segment utilisé, (b) : réponse EM

La cavité est couplée par l'iris, et la réponse en réflexion montre une résonance dans cette cavité à  $f_0$  (fréquence pour laquelle la pente de la phase de  $S_{11}$  est maximale). La longueur de l'iris d'excitation  $L_{iris}$  est ajustée pour obtenir le couplage d'entrée/sortie souhaité. Ce couplage est calculé d'après l'équation I.5 :

$$M_{in/out} = \sqrt{\frac{f_{-90} - f_{+90}}{\Delta f}} \quad (I.6)$$

$M_{in/out}$  correspond aux couplages  $M_{01}$  et  $M_{n,n+1}$  de la matrice de couplage idéale calculée dans le paragraphe précédent ( $M_{in} = M_{01}$  et  $M_{out} = M_{n,n+1}$ ). En faisant varier  $L_{iris}$ , on peut obtenir la loi de variation du couplage  $M_{in/out}$  en fonction de  $L_{iris}$ .

Pour l'exemple considéré, on obtient l'abaque montrée sur la figure I.12. On note que  $L_{cav}$  est ajusté afin d'avoir la fréquence de résonance de la cavité égale à la fréquence centrale du filtre  $f_0$  pour différentes longueurs de l'iris d'excitation. La vis de réglage utilisée dans ce segment sert aussi à régler la fréquence de résonance de la cavité mais son profondeur est fixée à 1

mm. En effet, elle servira juste pour le réglage post-fabrication, et son introduction dans ce segment sert juste à en tenir compte lors de la segmentation.

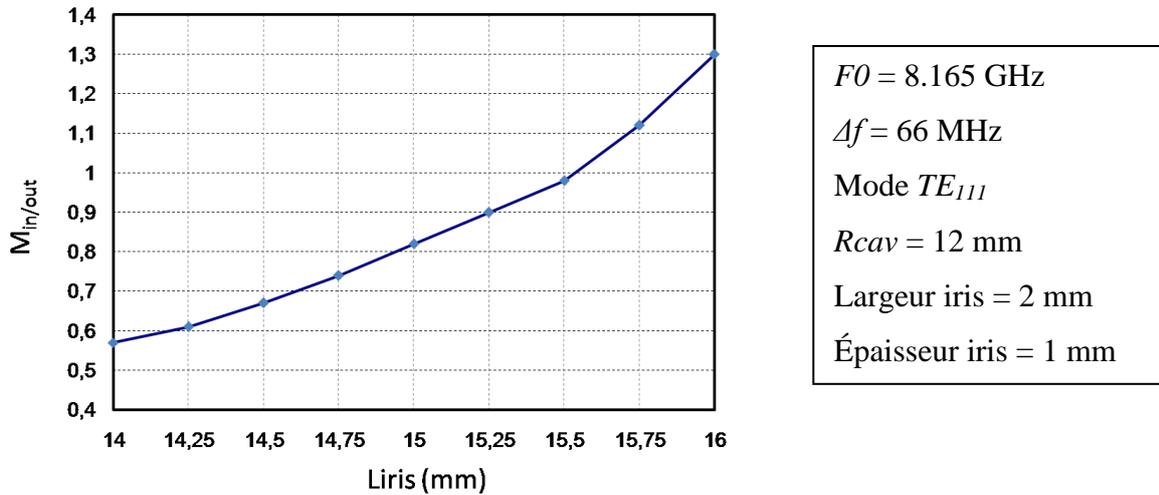


Figure I.12 : Variation du couplage d'entrée en fonction de la longueur de l'iris d'entrée pour l'exemple considéré (paramètres significatifs rappelés à droite de la courbe)

Enfin, on note que ce segment possède un plan de symétrie, ce qui permet de réduire le temps de calcul.

### 3. Dimensionnement des iris de couplage inter-cavités

Le segment considéré dans ce cas est donné sur la figure I.13.

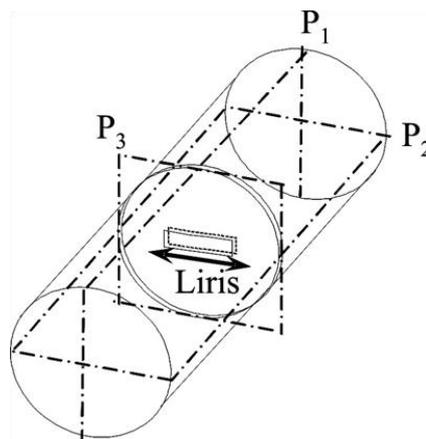


Figure I.13 : Segment utilisé pour le dimensionnement des iris de couplage inter-cavités

Ce segment présente 3 plans de symétrie. Les plans  $P_1$  et  $P_2$  sont affectés de conditions de murs électriques ou magnétiques de façon à respecter les symétries (champ électrique ou

magnétique) de modes. Le plan  $P_3$ , quant à lui, est affecté de conditions de mur électrique puis magnétique pour pouvoir calculer la valeur du couplage réalisé par l'iris.

En effet, le calcul de ce couplage est basé sur les modes électriques et magnétiques dans la « grande cavité » de longueur  $H$  (cf. figure I.14 (a)). Lorsqu'on introduit l'iris (figure I.14(b)), le mode électrique n'est presque pas affecté car le champ est nul au centre dans ce cas, sa fréquence de résonance n'est donc pas modifiée. Le mode magnétique, quant à lui, est fortement changé (champ maximum au centre) et son allure de champ tend à s'approcher de celle du mode électrique. Par conséquent, sa fréquence de résonance  $f_{0m}$  s'approche de la fréquence de résonance du mode électrique  $f_{0e}$ , qui est à peu près égale à  $f_0$  (car elle correspond à la fréquence de résonance du mode  $TE_{111}$  dans la « petite cavité » de longueur  $L_{cav}$ ).

Ce segment (figure I.13) est donc étudié en oscillations libres et les fréquences  $f_{0e}$  et  $f_{0m}$  sont obtenues pour  $P_3$  affecté d'un court-circuit électrique ou magnétique respectivement. La valeur du couplage peut donc être calculée par la formule suivante :

$$M_{ij} = \frac{f_0 \left( f_{0e}^2 - f_{0m}^2 \right)}{\Delta f \left( f_{0e}^2 + f_{0m}^2 \right)} \quad (I.7)$$

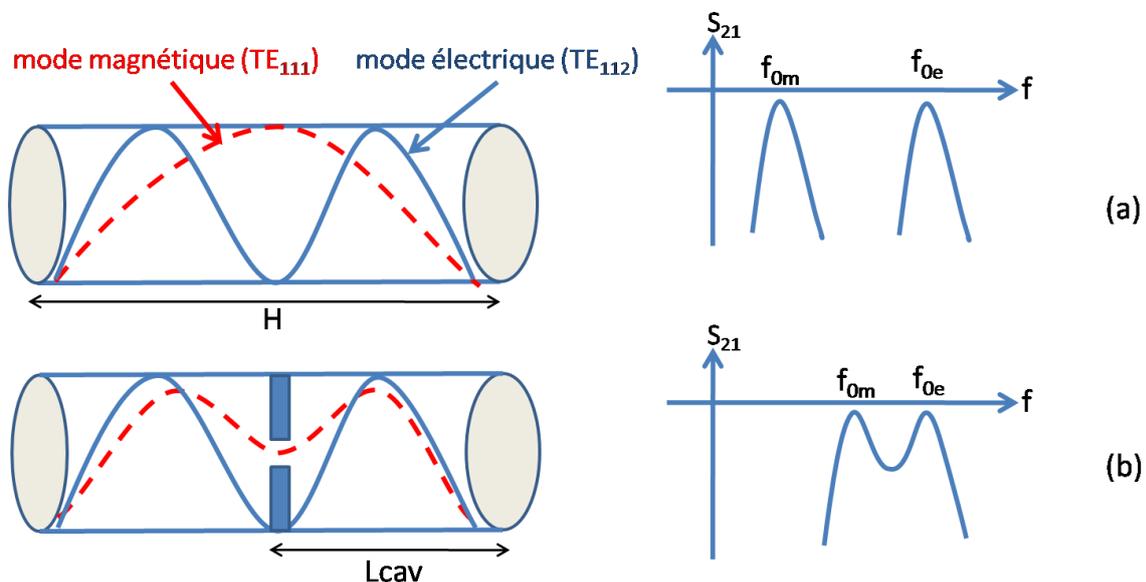


Figure I.14 : schéma de principe du couplage inter-cavités, (a) : avant introduction de l'iris, (b) : après introduction de l'iris

En faisant varier  $L_{iris}$ , on peut obtenir la loi de variation du couplage  $M_{ij}$  en fonction de  $L_{iris}$ . Pour l'exemple considéré, on obtient l'abaque montré sur la figure I.15. La largeur et l'épaisseur de l'iris étant de 1 mm.

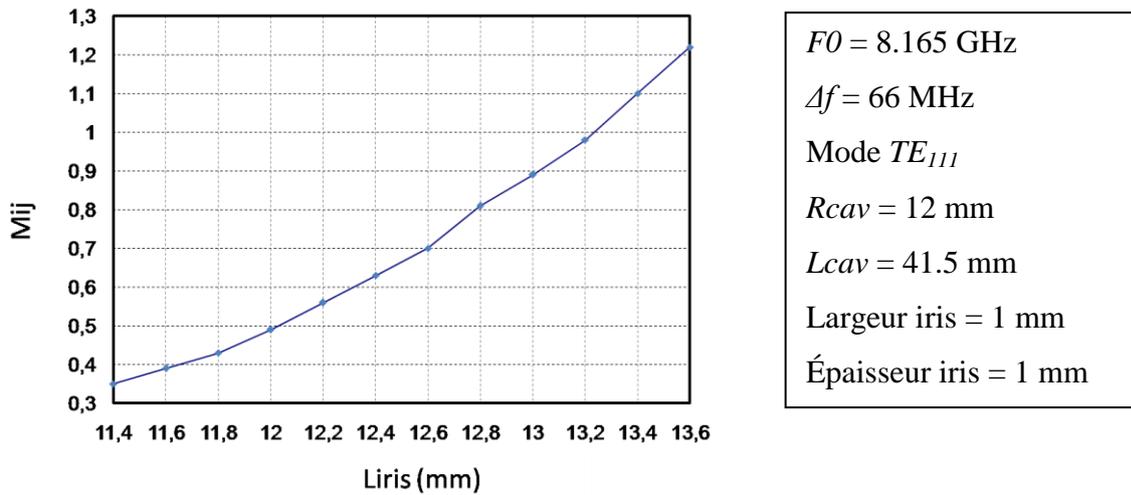


Figure I.15 : Variation du couplage inter-cavités en fonction de la longueur d'iris pour l'exemple considéré (paramètres significatifs rappelés à droite de la courbe)

#### 4. Dimensionnement des vis de couplage inter-polarisations

Le segment considéré dans ce cas ainsi que sa réponse en transmission sont donnés sur la figure I.16.

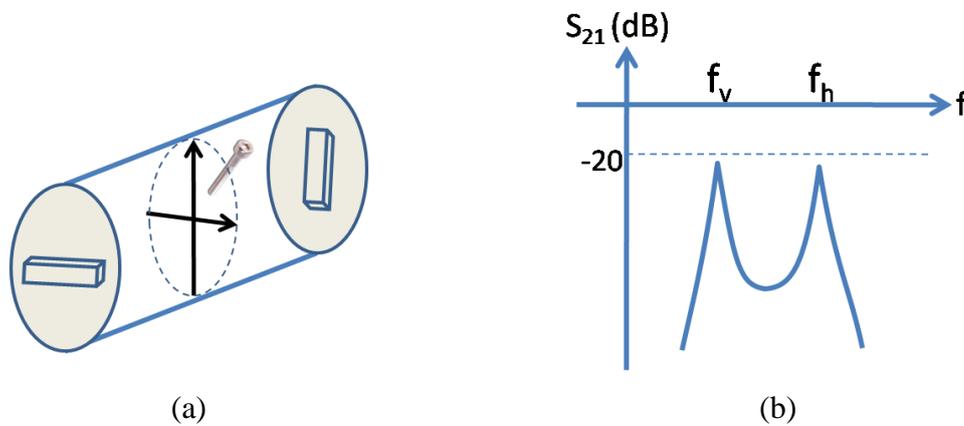


Figure I.16 : Segment utilisé pour l'initialisation des profondeurs des vis de couplage inter-polarisations, (a) : segment considéré, (b) : réponse en transmission

La structure est couplée très faiblement pour distinguer suffisamment les deux résonances  $f_v$  et  $f_h$  correspondant aux deux polarisations verticale et horizontale. Ces dernières sont couplées entre elles par la vis de couplage placée à  $45^\circ$  des deux polarisations. Ce couplage est lié à la profondeur d'enfoncement de la vis, et il est calculé par la formule suivante :

$$M_{ij} = \frac{fo}{\Delta f} \left( \frac{f_h^2 - f_v^2}{f_h^2 + f_v^2} \right) \quad (I.8)$$

Le signe de ce couplage dépend de la position de la vis de couplage par rapport aux deux polarisations. Dans ce cas le couplage est positif car la vis est placée à  $45^\circ$  des deux polarisations. Pour avoir un couplage négatif, il suffit de tourner la vis de  $90^\circ$  dans un sens ou dans l'autre.

### 5. Optimisation du filtre complet

La segmentation permet d'initialiser les dimensions du filtre en fonction des couplages à réaliser, connus grâce à la matrice de couplage idéale calculée dans IV.1.2. Cependant, une optimisation finale de la structure globale est nécessaire pour tenir compte des interactions entre les différents segments étudiés précédemment. Ce travail peut devenir très long si le nombre de pôles est élevé. Pour cela, dans le cadre d'une collaboration entre le CNES, XLIM, et l'INRIA, une méthode d'optimisation des filtres a été développée [39]. Cette méthode, basée sur l'identification de la matrice de couplage du modèle électromagnétique, et sa comparaison avec la matrice de couplage idéale, permet d'évaluer le réglage des différents éléments du filtre. L'approximation rationnelle des paramètres [S] obtenue par l'analyse électromagnétique est réalisée en utilisant le logiciel *Presto*. La procédure complète d'optimisation est présentée sur la figure I.17.

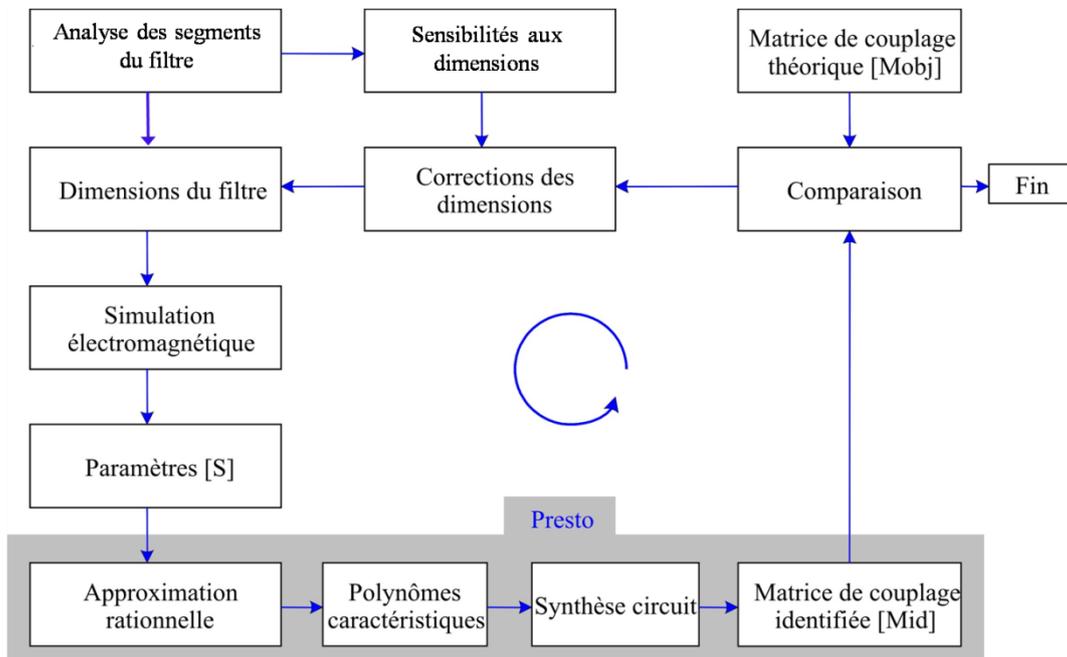


Figure I.17 : Boucle d'optimisation électromagnétique [4]

## IV.2. Méthodes de synthèse et de conception des multiplexeurs sur manifold

Les dispositifs de multiplexage les plus utilisés pour connecter les filtres d'*IMUX* et d'*OMUX* entre eux ont été décrits dans le paragraphe III.2 de ce chapitre. À présent, on s'intéresse à leurs méthodes de synthèse et de conception, en particulier à celles des multiplexeurs sur manifold. En effet, la synthèse des multiplexeurs utilisant des circulateurs ne demande pas une optimisation particulière car les canaux sont fortement isolés, et par conséquent, les différents filtres de canal sont optimisés indépendamment les uns des autres en utilisant la technique décrite dans le paragraphe IV.1.

Concernant les multiplexeurs sur manifold, la disposition des filtres dans ce cas est rappelée sur la figure I.18. Plusieurs longueurs de calages verticales et horizontales ( $L_{v1}$ ,  $L_{v2}$ ,  $L_{h1}$ , ...) sont introduites pour connecter et adapter les filtres entre eux.

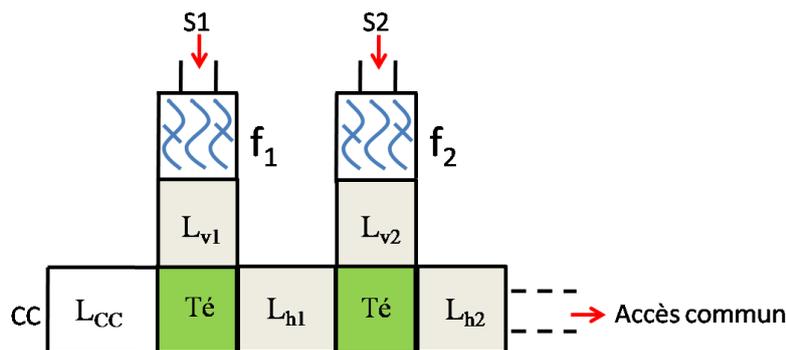


Figure I.18 : Architecture classique d'un multiplexeur sur manifold [4]

Les méthodes de synthèse avancées des multiplexeurs sur manifold ainsi que des outils d'aide à leur conception sont détaillés dans les rapports de thèse Philippe Lenoir [4] et Delphine Bariant [40]. Dans cette thèse, nous expliquons juste la technique classique consistant à initialiser les dimensions géométriques de chaque canal et des longueurs de calage indépendamment, puis, à optimiser le multiplexeur global.

### IV.2.1. Initialisation des dimensions de chaque canal

Les dimensions géométriques de chaque canal sont initialisées indépendamment de façon à réaliser le cahier des charges requis pour chaque canal. Pour cela, la réponse électromagnétique de chaque filtre de canal est optimisée de façon à réaliser la matrice de couplage idéale correspondante. Ce dimensionnement est réalisé en utilisant la méthode expliquée dans le paragraphe IV.1.3.

#### IV.2.2. Initialisation des longueurs de calage

En ce qui concerne les longueurs de calage, elles sont initialisées de façon à ce que la distance  $L_i$  entre chaque canal et le court-circuit corresponde à un nombre entier de demi-longueurs d'onde guidée à la fréquence centrale du canal correspondant. Ce principe est illustré sur la figure I.19 pour les deux canaux les plus proches du court-circuit.

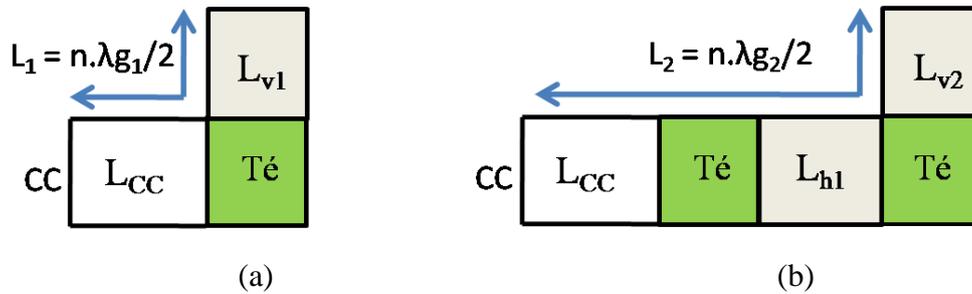


Figure I.19 : Initialisation des longueurs de calage verticales et horizontales : (a) canal 1, (b) canal 2 [4]

#### IV.2.3. Optimisation de la structure globale du multiplexeur

Après avoir initialisé les dimensions géométriques des filtres de canal ainsi que les longueurs de calage, la structure électromagnétique du multiplexeur est nécessairement optimisée. Les longueurs de calage et les dimensions géométriques des filtres sont ajustées pour satisfaire les spécifications requises pour le multiplexeur. On note que les longueurs de calage doivent avoir une valeur minimale à respecter pour des raisons de fabrication.

Enfin, cette méthode de dimensionnement n'est pas toujours suffisante quand le nombre de canaux est élevé car la réponse de chaque canal est fortement perturbée par le manifold et les interactions avec les autres canaux. De plus, des zéros de transmission supplémentaires (en plus de ceux de la fonction pseudo-elliptique du filtre de canal) sont créés par les interactions entre les canaux. Ces zéros sont appelés pics manifold. Ces pics sont mal contrôlés et deviennent très gênants quand ils apparaissent à l'intérieur de la bande passante d'un canal, car ils dégradent la transmission dans ce canal. L'origine de ces pics est expliquée en détails dans [4].

## V- Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons décrit les dispositifs de filtrage et de multiplexage utilisés dans la charge utile d'un satellite de télécommunications en nous attachant aux multiplexeurs d'entrée et de sortie (*IMUX* et *OMUX*). Pour cela, nous avons commencé par exposer les spécifications électriques et physiques requises pour ces dispositifs.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté les différentes technologies utilisées en pratique pour la réalisation de ces filtres. Ensuite, nous avons donné une description brève des dispositifs de multiplexage employés couramment dans la charge utile, à savoir, le multiplexage sur manifold et le multiplexage par circulateurs.

Enfin, dans la dernière partie, nous nous sommes intéressés aux aspects théoriques de synthèse et de conception des filtres d'*IMUX* et d'*OMUX*, en allant du calcul de la fonction de filtrage jusqu'au dimensionnement de la structure électromagnétique. L'illustration sur l'exemple des filtres implémentés en cavités bimodes a été donnée. Pour finir, la méthode de conception des multiplexeurs sur manifold a été présentée.

Dans le chapitre suivant, nous nous intéressons à la synthèse de filtres optimisés en sélectivité et en temps de propagation de groupe. Une nouvelle approche de synthèse sera introduite et validée pour plusieurs spécifications typiques de filtres d'*IMUX* afin de montrer son intérêt.

***CHAPITRE 2 – CONCEPTION ET  
RÉALISATION DE FILTRES D'IMUX  
OPTIMISÉS EN SÉLECTIVITÉ ET EN  
TEMPS DE PROPAGATION DE GROUPE***



## I- Introduction

Dans ce chapitre, nous décrivons la synthèse, la conception, et la caractérisation de filtres optimisés en sélectivité et en temps de propagation de groupe (*TPG*) pour des applications dans le domaine spatial.

Le *TPG* traduit la variation de linéarité de la phase introduite par le filtre. Son expression en fonction de la phase du paramètre de transmission  $S_{21}$  du filtre est donnée dans l'équation (II.1).

$$TPG = \frac{-d \text{Arg } S_{21}}{d\omega} \quad (II.1)$$

Le filtre passe-bande idéal, présenté dans le premier chapitre, présente une phase linéaire sur toute sa bande passante. Par conséquent, son *TPG* est constant. Un tel filtre retarde chaque composante fréquentielle de la même quantité ce qui évite les phénomènes d'étalement et de distorsion de l'enveloppe du signal modulé transmis, et par conséquent, augmente son débit et son rapport signal à bruit. Dans certains dispositifs tels que les multiplexeurs d'entrée de satellites (*IMUX*), l'objectif est de se rapprocher le plus possible de la phase linéaire du filtre idéal, afin de réduire les phénomènes de distorsion avant d'amplifier le signal par les amplificateurs de puissance.

D'autre part, les filtres passe-bande utilisés dans les charges utiles des satellites de télécommunications doivent être très sélectifs, notamment pour les multiplexeurs, car les bandes fréquentielles des différents canaux sont très proches les unes des autres.

Le développement des filtres optimisés simultanément en sélectivité et en *TPG* est donc primordial pour améliorer l'intégration et les performances électriques des systèmes de télécommunications actuels.

Or, comme nous l'avons montré dans la figure A1.6 en annexe 1, les fonctions de transfert utilisées classiquement pour réaliser les filtres microondes présentent un antagonisme entre la sélectivité et le *TPG*.

Les solutions utilisées classiquement pour pallier à ce problème, ainsi qu'une nouvelle approche de synthèse des filtres optimisés en sélectivité et en *TPG* seront traitées dans ce chapitre.

Ainsi, ce chapitre comporte deux parties :

- Dans la première partie, les solutions utilisées classiquement pour réaliser les filtres optimisés en sélectivité et en *TPG* seront présentées. Ainsi, leurs inconvénients et limitations seront mis en évidence.
- Dans la deuxième partie, une approche optimisée pour la synthèse de ces filtres sera introduite. De plus, son apport et intérêt seront montrés sur des exemples concrets.

## II- Solutions utilisées classiquement pour réaliser les filtres optimisés en sélectivité et en *TPG*

Dans les systèmes de télécommunications actuels, les contraintes sur la sélectivité sont généralement plus sévères que celles sur le *TPG*. Pour cette raison, les fonctions pseudo-elliptiques (appelés aussi fonctions de Tchebychev généralisées), présentés en annexe 1, sont largement utilisées dans le domaine de filtrage. En effet, ces fonctions sont optimales en termes d'adaptation, grâce à l'équi-ondulation présentée dans la bande passante, et de sélectivité, grâce aux zéros de transmission positionnés sur l'axe fréquentiel. Mais malheureusement, elles présentent de fortes variations du *TPG* à cause de ces mêmes zéros de transmission lorsqu'ils sont situés aux abords de la bande passante. Ce compromis entre sélectivité et variations du *TPG* est un critère important à prendre en compte lors de la synthèse d'un filtre optimisé en sélectivité et en *TPG*. Aujourd'hui deux solutions existent pour réaliser ces filtres.

### II.1. Les égaliseurs du *TPG* externes [20], [27]

Le principe de cette solution est montré sur la figure II.1. Le filtre passe-bande est connecté à l'égaliseur via un circulateur. Le signal d'entrée traverse tout d'abord le filtre passe-bande qui a pour rôle de sélectionner la bande utile du signal, et donc, répondre aux contraintes en sélectivité. Ensuite, le signal filtré est traité par l'égaliseur afin de minimiser ses variations en *TPG*. Pour cela, l'égaliseur, constitué généralement de résonateurs couplés formant un réseau « passe-tout », doit avoir une réponse en *TPG* opposée à celle du filtre passe-bande placé en amont.

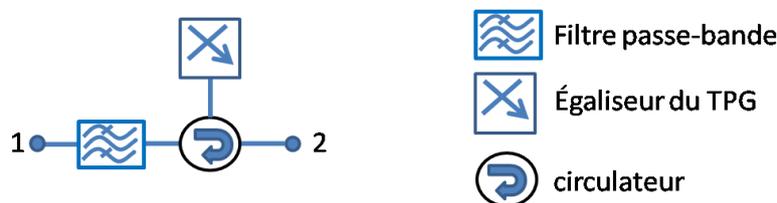
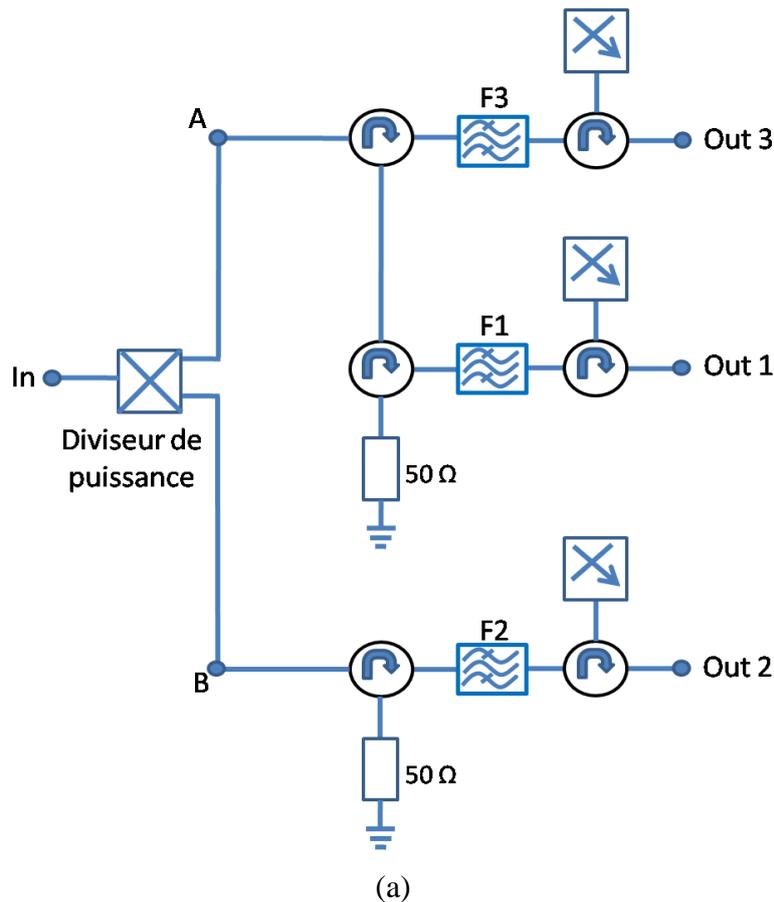


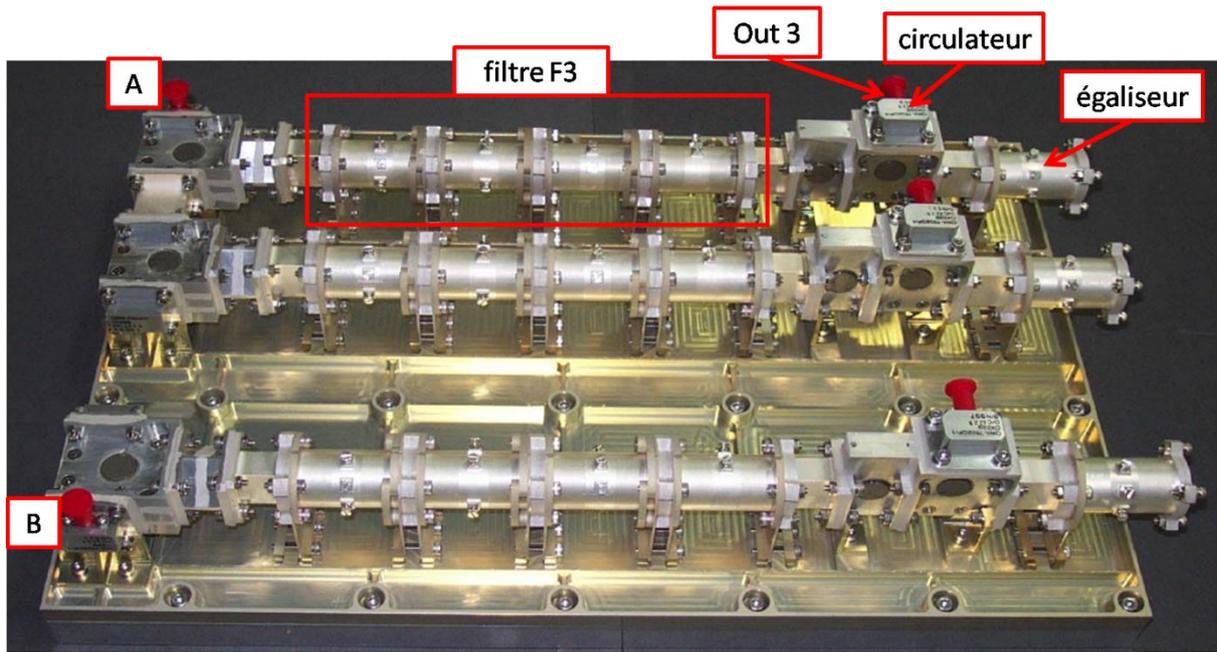
Figure II.1 : Architecture d'un filtre optimisé en sélectivité et en *TPG* par égalisation du *TPG* externe au filtre

Cette solution permet une égalisation efficace du *TPG* et une simplification de l'architecture du filtre passe-bande car ce dernier doit juste satisfaire le cahier des charges en sélectivité. Par

conséquent, une fonction pseudo-elliptique ayant ses zéros sur l'axe imaginaire (fréquentiel) est généralement utilisée. Cependant, la structure du système global devient généralement complexe et encombrante à cause du circulateur et de l'égaliseur. De plus, ces derniers introduisent des pertes supplémentaires au signal filtré.

Afin de clarifier cette technique d'égalisation, nous présentons un *IMUX* en bande *Ku* à 3 canaux égalisés, et connectés entre eux par des circulateurs [20]. Chaque canal est constitué d'un filtre passe-bande connecté à un égaliseur du *TPG* via un circulateur. Le filtre et l'égaliseur sont implémentés en cavités bimodes. Le filtre réalise une fonction pseudo-elliptique d'ordre 8 (4 cavités bimodes) avec 4 zéros de transmission sur l'axe fréquentiel. Alors que l'égaliseur réalise une fonction d'ordre 2 (1 cavité bimode). Le schéma de principe ainsi que la maquette de ce multiplexeur sont montrés sur la figure II.2 [20]. Quelques éléments du schéma de principe sont montrés sur la maquette afin de faciliter son identification. Le diviseur de puissance n'apparaît pas sur la photo de la maquette.

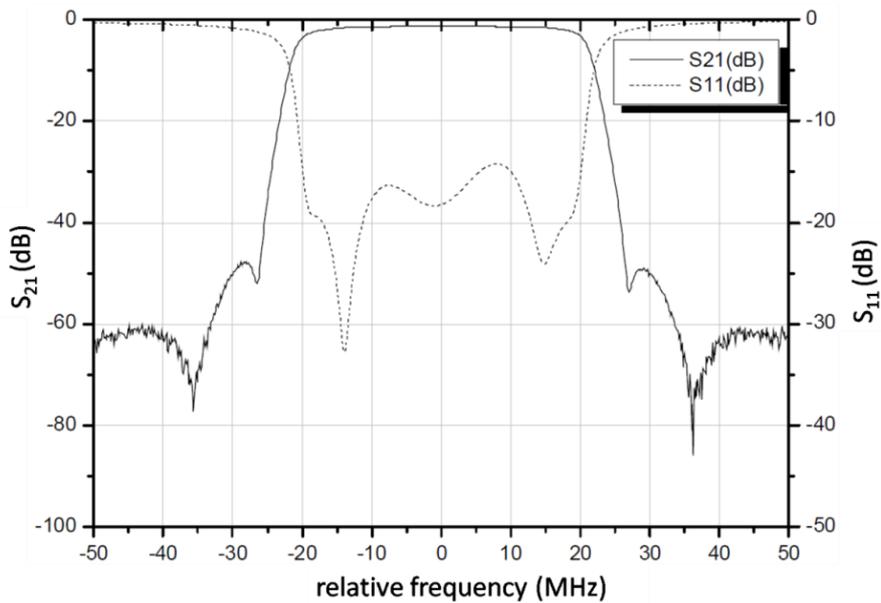




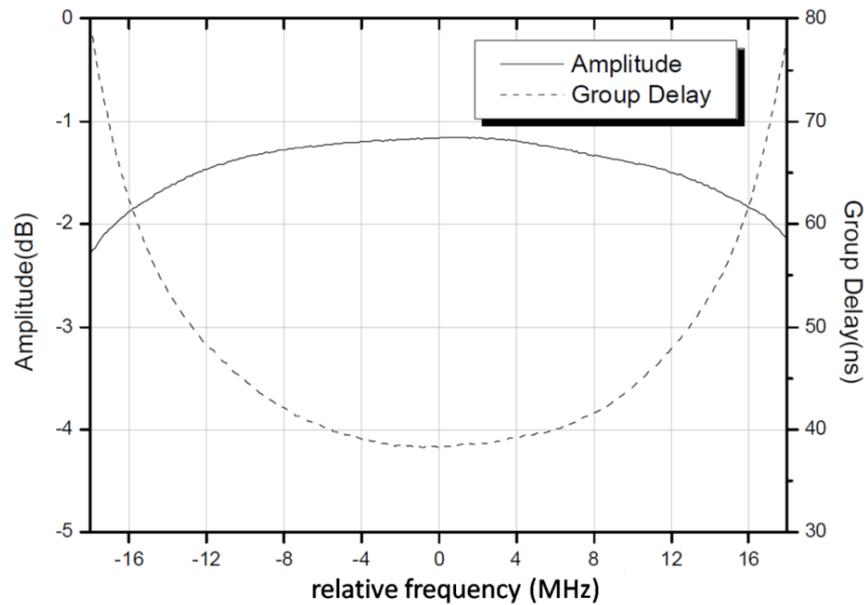
(b)

Figure II.2 : *IMUX* 3 canaux multiplexés par des circulateurs et égalisés en *TPG*, (a) : schéma de principe, (b) : photo de la maquette [20]

En considérant un seul canal (le canal 1 par exemple), les réponses mesurées en amplitude et en *TPG* du filtre seul sont montrées sur la figure II.3. Les abscisses correspondent au décalage fréquentiel par rapport à la fréquence centrale du canal.



(a)



(b)

Figure II.3 : Réponses mesurées du filtre de canal  $F_1$  (a) : réponse en amplitude à  $\pm 50$  MHz de la fréquence centrale, (b) : réponse en amplitude et en *TPG* à  $\pm 18$  MHz de la fréquence centrale [20]

Le filtre seul présente de fortes variations du *TPG* et de l'amplitude dans la bande passante (figure II.3(b)). Dans ce papier ([20]), les auteurs ont cherché à réduire simultanément les variations du *TPG* et de l'amplitude. Pour cela, l'égaliseur a été réglé de façon à compenser à la fois les variations du *TPG* et de l'amplitude, et la réponse mesurée de l'égaliseur est donnée sur la figure II.4.

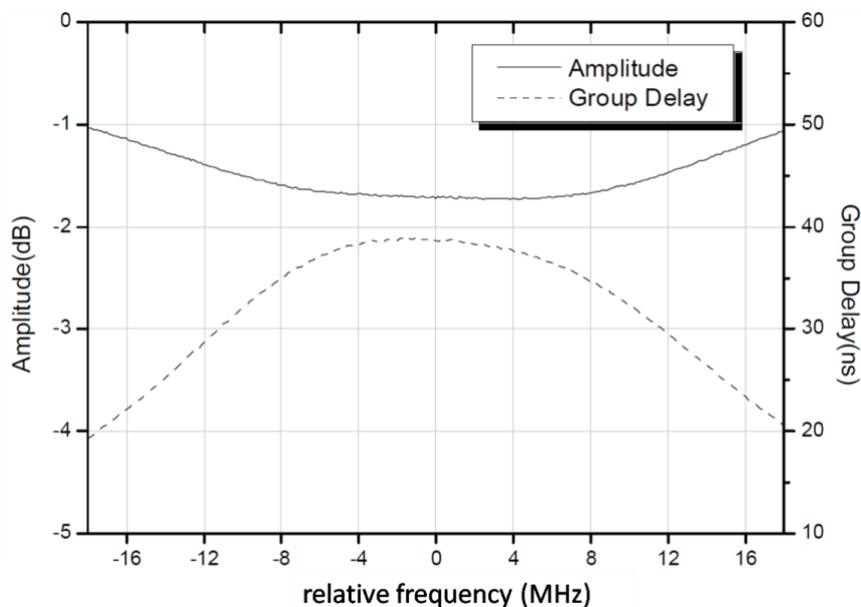
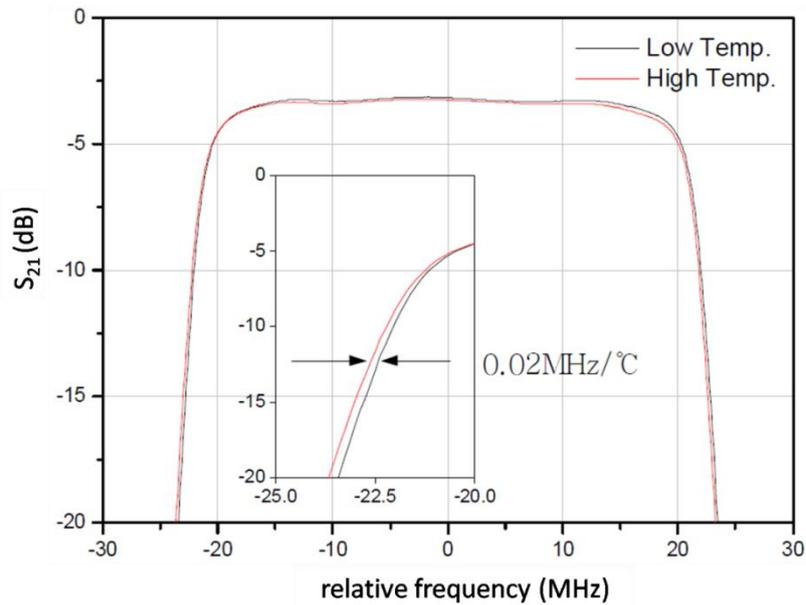
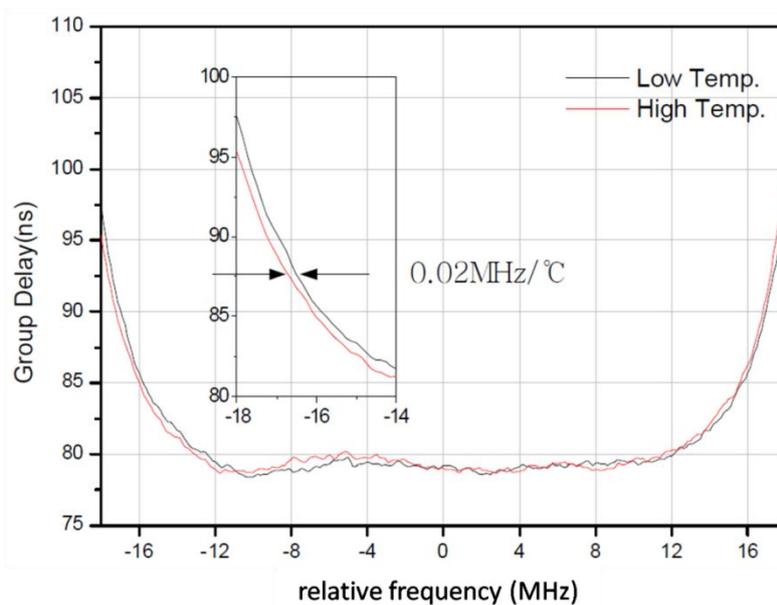


Figure II.4 : Réponse mesurée de l'égaliseur du canal  $F_1$  [20]

En assemblant le filtre et l'égaliseur, les réponses montrées sur la figure II.5 ont été obtenues.



(a)



(b)

Figure II.5 : Réponse mesurée du canal  $F_1$ , (a) : réponse en amplitude, (b) : réponse en *TPG*

[20]

Ces réponses montrent que l'égaliseur a permis d'aplatir le *TPG* et les pertes d'insertion du filtre dans la bande passante. De plus, ces réponses sont stables en température grâce à l'utilisation de l'*INVAR* qui permet de réduire les dérives en fréquence centrale jusqu'à  $0.02 \text{ MHz}/^\circ\text{C}$  [21].

## **II.2. Les filtres auto-correctés [41]-[47]**

Pour un filtre passe-bande, les fonctions de transfert et de réflexion sont généralement calculées sous une forme polynomiale rationnelle comme expliqué en annexe 1, et rappelé sur les équations (II.2) et (II.3).

$$H(p) = \frac{P(p)}{Q(p)} \quad \text{II.2}$$

$$T(p) = \frac{R(p)}{Q(p)} \quad \text{(II.3)}$$

Les racines des polynômes  $P(p)$  et  $R(p)$  définissent, respectivement, les zéros de transmission et de réflexion. Pour une fonction pseudo-elliptique, les zéros de transmission sont sélectionnés et les zéros de réflexion sont déduits des fonctions pseudo-elliptiques, généralement par une procédure de récurrence [34]. Les racines de  $Q(p)$  définissent les pôles, et peuvent être calculées par la relation de conservativité comme expliqué en annexe 1 (équation A1.9).

La seconde solution pour égaliser le *TPG* consiste à synthétiser une fonction pseudo-elliptique ayant des zéros de transmission dans le plan complexe. Ces zéros agissent sur la phase du coefficient de transmission  $S_{21}$ , et par conséquent, sur le *TPG* (voir équation II.1). Ces zéros sont donc ajustés de façon à limiter les variations du *TPG* dans la bande passante. Enfin, on note que pour respecter les propriétés d'une fonction de filtrage, ces zéros de transmission complexes sont nécessairement des paires para-conjugués (c'est-à-dire de parties réelles opposées  $p_{1,2} = \pm a + jb$ ) alors que sur l'axe imaginaire (l'axe des fréquences) le zéro de transmission devient unique et indépendant des autres.

Afin d'illustrer cette technique d'égalisation, nous présentons un filtre auto-correcté réalisant une fonction pseudo-elliptique d'ordre 10 avec 4 zéros de transmission [47]. La topologie de couplage de ce filtre est donnée sur la figure II.6 ci-dessous. Elle est constituée de deux triplets et d'un quadruplet mis en cascade. Les deux triplets permettent de réaliser deux zéros de transmission sur l'axe fréquentiel à gauche et à droite de la bande passante ( $M_{13} < 0$  permet de réaliser un zéro à droite de la bande passante et  $M_{810} > 0$  permet de réaliser un zéro à gauche de la bande passante). Le quadruplet permet de réaliser une paire de zéros réels, car le couplage  $M_{47}$  est positif.

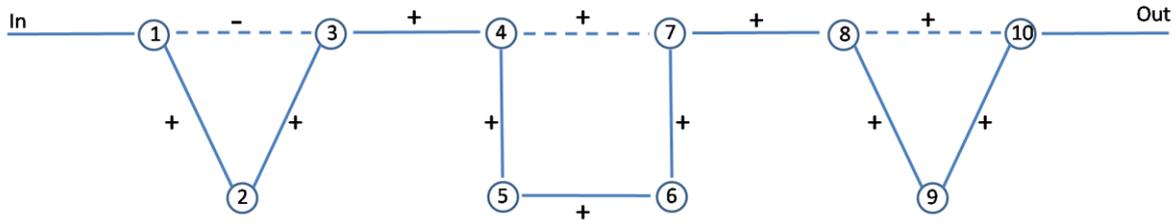
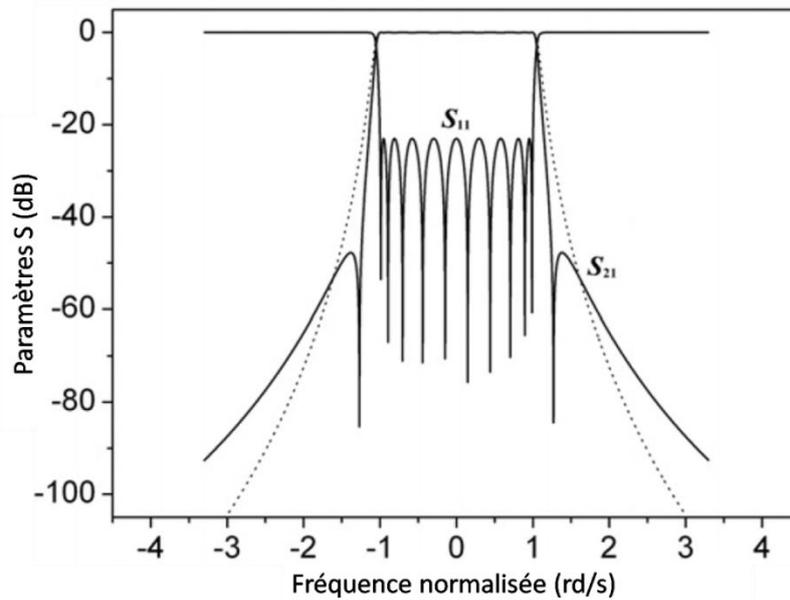
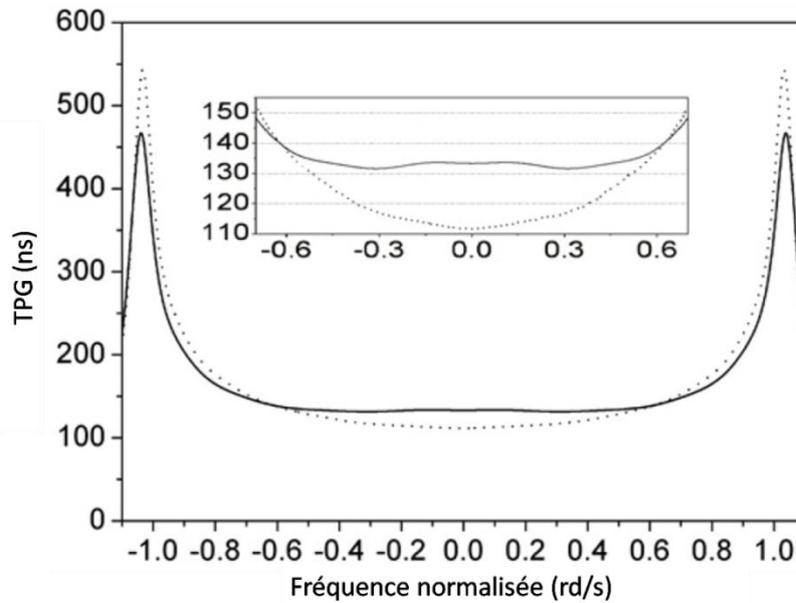


Figure II.6 : Topologie de couplage du filtre auto-correcté introduit dans [47]

Les positions des 4 zéros de transmission sont donc optimisées pour avoir une bonne sélectivité et des faibles variations de *TPG*. La réponse optimisée de cette topologie, comparée à celle d'un filtre Tchebychev d'ordre 10, est donnée sur la figure II.7.



(a)



(b)

Figure II.7 : Réponse théorique du filtre auto-correcté introduit dans [47] (traits pleins) comparée à une réponse Tchebychev du même ordre (pointillés), (a) : réponse en amplitude, (b) : réponse en *TPG*

En comparant les deux réponses, on voit que le filtre auto-correcté présente une meilleure sélectivité grâce aux zéros de transmission imaginaires, et de faibles variations du *TPG* grâce aux zéros de transmission complexes.

Le filtre réalisé ainsi que ses réponses simulée et mesurée sont disponibles dans [47].

D'autres exemples de filtres auto-correctés sont également présentés dans [41]-[47]. En effet, les filtres auto-correctés sont largement utilisés dans les systèmes de télécommunications actuels, surtout dans le domaine spatial où la compacité est un paramètre très important. En effet, par rapport à l'égalisation externe, les filtres auto-correctés permettent une réduction considérable de l'encombrement en éliminant le circulateur et l'égaliseur de la chaîne de transmission.

Cependant, lorsque les contraintes en sélectivité et en *TPG* deviennent très sévères (filtres d'*IMUX* par exemple), les filtres auto-correctés doivent avoir un ordre et un nombre de zéros de transmission élevés (par exemple filtre 10 pôles avec 8 zéros de transmission), ce qui complique leur architecture (plusieurs couplages entre des résonateurs non-adjacents), leur

conception et leur réglage (forte sensibilité à cause de la topologie de couplage complexe du filtre).

Dans le cadre de cette thèse, nous avons cherché à améliorer le pouvoir d'égalisation en *TPG* de ces filtres. Pour cela, nous nous sommes intéressés à leur méthode de synthèse qui consiste à calculer une fonction pseudo-elliptique avec des zéros de transmission (polynôme  $P(p)$ ) sur l'axe imaginaire et dans le plan complexe, en optimisant dans un premier temps les zéros imaginaires pour satisfaire les contraintes en amplitude, puis les zéros complexes pour satisfaire les contraintes en *TPG*. L'organigramme de la figure II.8 résume cette technique.

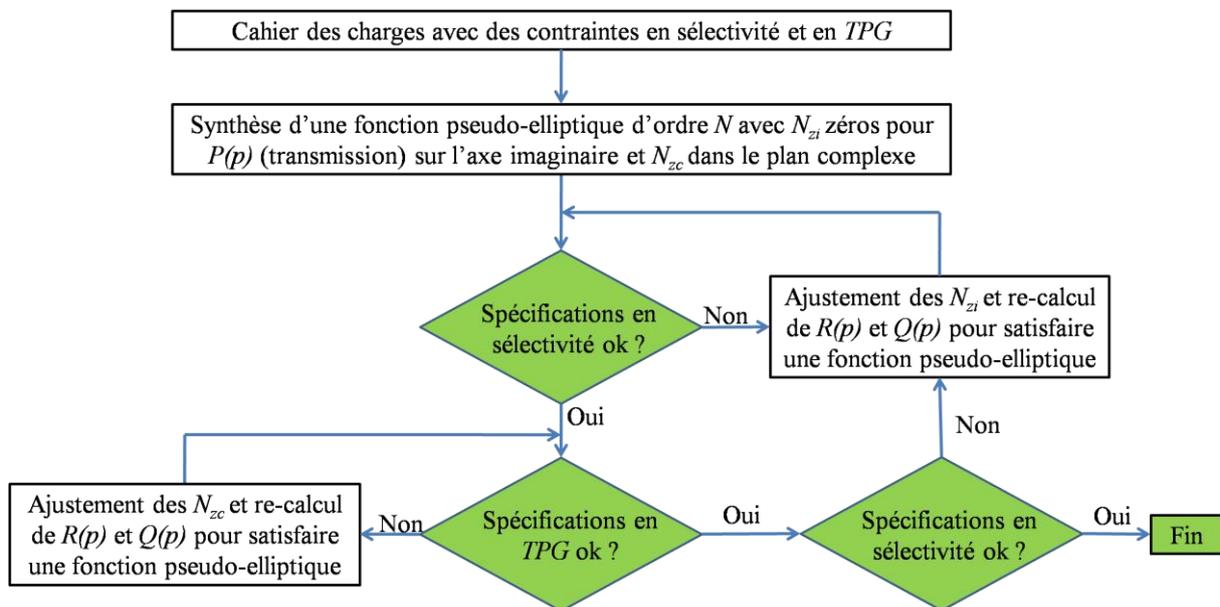


Figure II.8 : Méthode de synthèse classique des filtres auto-correctés

Comme l'ajustement des zéros de transmission dans le plan complexe modifie également la réponse en amplitude, les zéros de transmission sur l'axe imaginaire doivent être réajustés pour réaliser à nouveau les spécifications sur l'amplitude. Plusieurs itérations de cet organigramme sont donc nécessaires pour aboutir à une réponse respectant à la fois les contraintes en sélectivité et en *TPG*.

De plus, la réponse obtenue par cette méthode n'est pas garantie optimale par rapport aux spécifications imposées. En effet, les fonctions pseudo-elliptiques assurent une optimalité sur les contraintes en amplitude (équi-ondulation dans la bande passante), mais cette classe de fonctions n'est pas optimale pour des contraintes en phase.

Ainsi, cette approche de synthèse présente deux inconvénients majeurs :

1. Elle ne considère pas les contraintes en sélectivité et en *TPG* au même niveau.
2. Elle est limitée à des fonctions pseudo-elliptiques.

Dans le cadre d'une action de *R&T* du *CNES* en collaboration avec l'*INRIA*, une méthodologie de synthèse optimisée des filtres auto-correctés est développée et évaluée par la conception de filtres d'*IMUX*.

## III- Synthèse optimisée des filtres hyperfréquences en sélectivité et en *TPG*

### III.1. Principe

L'approche de synthèse optimisée introduite dans cette thèse est basée sur une optimisation des fonctions de transfert et de réflexion. Cette approche est développée par l'*INRIA* et consiste à optimiser les zéros de transmission (polynôme  $P(p)$ ) et de réflexion (polynôme  $R(p)$ ) dans le but de minimiser les variations du *TPG* sous contraintes des spécifications en amplitude. Par conséquent, les spécifications en amplitude et en *TPG* sont considérées simultanément, et la classe des fonctions obtenues est plus générale que celle des fonctions pseudo-elliptiques. L'équi-ondulation en amplitude n'est plus garantie dans la bande car les zéros de réflexion (zéros de  $R(p)$ ) ne sont plus calculés pour satisfaire une fonction pseudo-elliptique mais deviennent des paramètres d'optimisation supplémentaires. Cette classe de fonction permettra alors d'atteindre des variations du *TPG* au maximum égales à celle d'une fonction pseudo-elliptique voire plus faibles si les spécifications en amplitude sont peu contraignantes.

Afin de réaliser cette optimisation, un algorithme a été développé par l'*INRIA*. Cet algorithme est initialisé par la fonction pseudo-elliptique optimisée sur les contraintes en amplitude et en phase. Les zéros de transmission et de réflexion sont ensuite optimisés afin de minimiser les variations du *TPG* dans la bande spécifiée (généralement une partie de la bande passante) sous contrainte des spécifications en amplitude. Mathématiquement, il s'agit d'une optimisation min-max sous contrainte. Enfin, on note que cette optimisation peut être réalisée par sous-bande. L'organigramme de la figure II.9 résume cette approche.

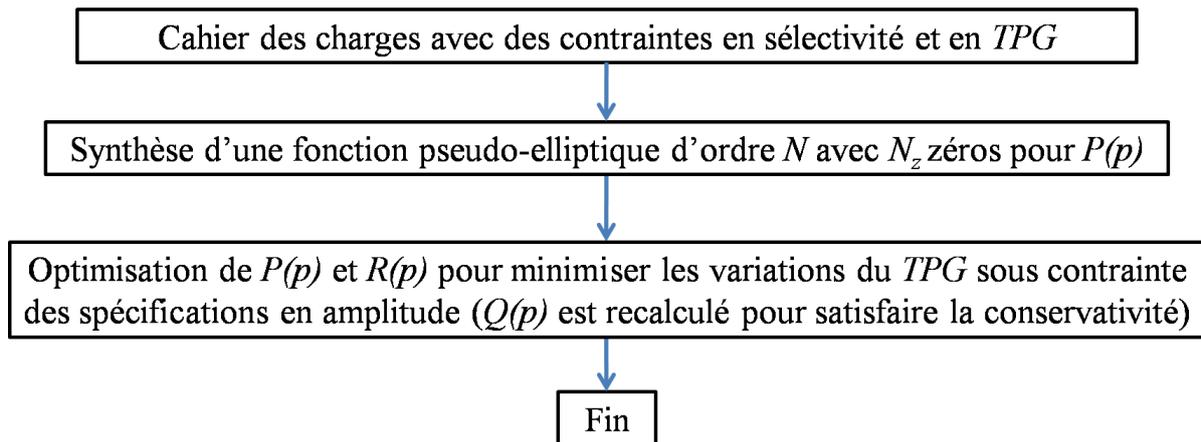


Figure II.9 : Méthode de synthèse optimisée des filtres auto-correctés

### **III.2. Exemples d'applications**

Cette méthodologie a été appliquée pour synthétiser des filtres pour multiplexeurs d'entrée de satellites (*IMUX*) avec des spécifications sévères en sélectivité et en *TPG*. Pour chaque filtre, la synthèse est réalisée en suivant les deux approches de synthèse présentées précédemment :

1. La synthèse utilisant une fonction pseudo-elliptique (paragraphe II.2).
2. La synthèse optimale en sélectivité et en *TPG* (paragraphe III.1).

Pour les filtres étudiés, nous nous limiterons au cas où le nombre de zéros de transmission ( $N_z$ ) est inférieur ou égal à  $N-2$ ,  $N$  étant l'ordre du filtre, autrement dit le nombre de pôles. Ce cas correspond au cas où l'accès d'entrée ( $S$  : *source*) et l'accès de sortie ( $L$  : *load*) sont couplés à des résonateurs distincts, et a fortiori ne sont pas couplés entre eux.

Nous allons montrer dans les deux exemples qui suivent que l'approche de synthèse développée permet soit de diminuer la variation du temps de propagation de groupe, soit d'atteindre les mêmes spécifications avec un nombre réduit de cavités, donc de réduire l'encombrement du système.

#### **III.2.1. Réduction de l'encombrement**

Le premier exemple, choisi pour illustrer la réduction de l'encombrement est un filtre d'*IMUX* en bande *C* dont les spécifications ont été fournies par Thales Alenia Space (*TAS*).

III.2.1.1. Cahier des charges

La fréquence centrale ( $f_0$ ) du filtre est 4200 MHz, et les spécifications autour de cette fréquence sont données dans le tableau II.1.

Spécifications en amplitude	Spécifications en <i>TPG</i>
$S_{11} < -21 \text{ dB}$ à $\pm 18 \text{ MHz}$	$\Delta TPG < 3 \text{ ns}$ à $\pm 12 \text{ MHz}$
$\Delta S_{21} < -0.3 \text{ dB}$ à $\pm 12 \text{ MHz}$	$\Delta TPG < 10 \text{ ns}$ à $\pm 14 \text{ MHz}$
$\Delta S_{21} < -0.4 \text{ dB}$ à $\pm 16 \text{ MHz}$	$\Delta TPG < 15 \text{ ns}$ à $\pm 16 \text{ MHz}$
$\Delta S_{21} < -0.8 \text{ dB}$ à $\pm 18 \text{ MHz}$	$\Delta TPG < 25 \text{ ns}$ à $\pm 17 \text{ MHz}$
$S_{21} < -13 \text{ dB}$ à $\pm 22 \text{ MHz}$	$\Delta TPG < 40 \text{ ns}$ à $\pm 18 \text{ MHz}$
$S_{21} < -30 \text{ dB}$ à $\pm 25 \text{ MHz}$	
$S_{21} < -35 \text{ dB}$ à $\pm 30 \text{ MHz}$	

Tableau II.1 : Spécifications du filtre d'IMUX en bande C

Les variations du *TPG* ( $\Delta TPG$ ) et des pertes d'insertion ( $\Delta S_{21}$ ) sont données par rapport à la valeur minimale du *TPG* dans la bande passante.

III.2.1.2. Synthèse avec une fonction pseudo-elliptique

Afin de satisfaire ce cahier des charges avec une fonction de type pseudo elliptique, une fonction symétrique d'ordre 9, avec 6 zéros de transmission (2 sur l'axe fréquentiel et 4 dans le plan complexe) est nécessaire. L'adaptation (*Return Loss*) est fixée à 21 dB dans la bande passante équi-ondulation ( $\Delta f$ ) de 40.2 MHz. Le facteur de qualité à vide est de 4800.

En traçant la fonction de transfert en amplitude et en *TPG*, on peut vérifier qu'elle respecte le gabarit de filtrage imposé (figures II.10 et II.11).

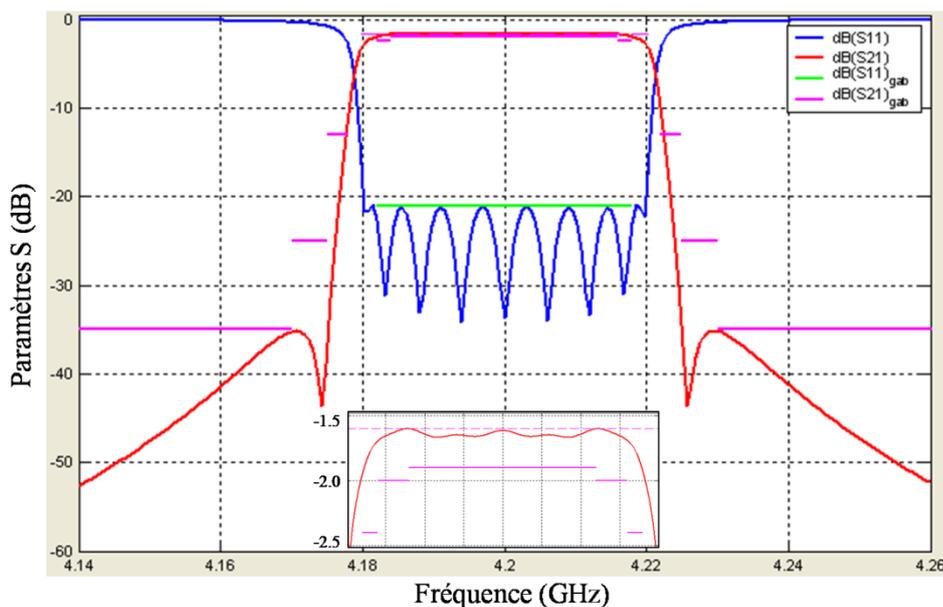


Figure II.10 : Réponse en amplitude de la fonction pseudo elliptique (premier exemple)

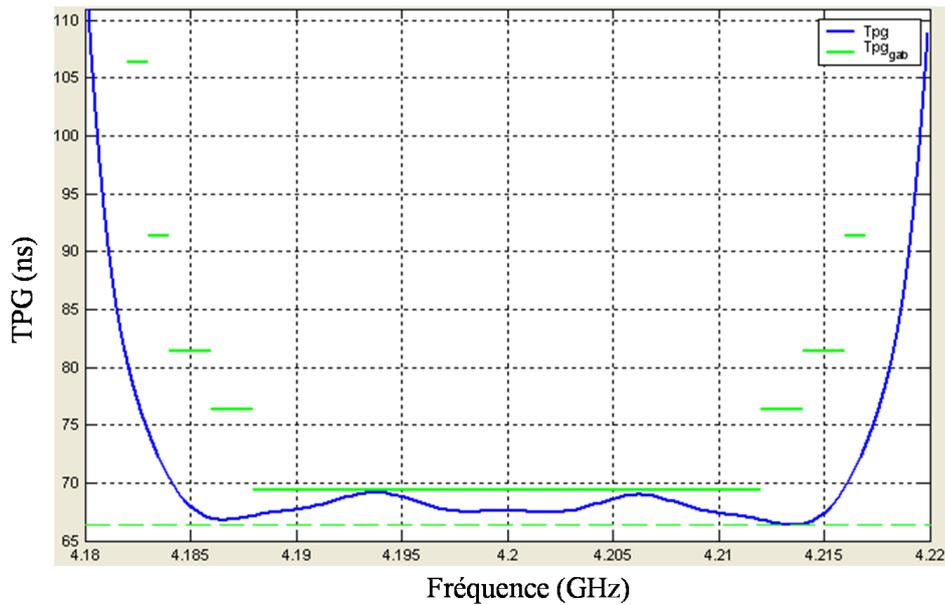


Figure II.11 : Réponse en *TPG* de la fonction pseudo elliptique (premier exemple)

Le diagramme de couplage réalisant cette fonction de transfert ainsi que les valeurs des couplages (normalisés par rapport à  $f_0 = 4200 \text{ MHz}$  et  $\Delta f = 40.2 \text{ MHz}$ ) sont donnés sur la figure II.12. Tous les auto-couplages  $M_{ii}$  sont égaux à 0, ce qui signifie que tous les résonateurs sont synchrones car la fonction de transfert est symétrique. Le diagramme de couplage présente plusieurs couplages indirects (en pointillés) ; ces couplages permettent de réaliser les 6 zéros de transmission de la fonction répartis sur l'axe imaginaire et dans le plan complexe. L'implémentation de ce filtre en cavités bimodes nécessiterait donc 5 cavités couplées (4 bimodes et 1 monomode).

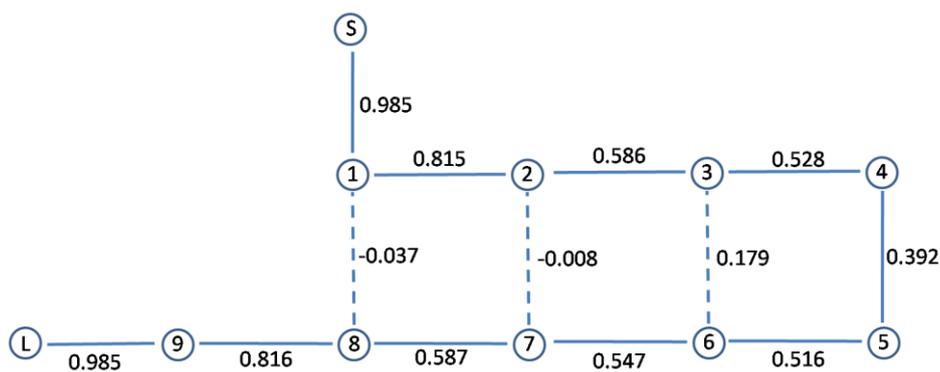


Figure II.12 : Diagramme de couplage réalisant la fonction pseudo elliptique (premier exemple)

*III.2.1.3. Synthèse optimisée en sélectivité et en TPG*

Nous souhaitons montrer qu'en appliquant l'approche de synthèse optimisée, l'encombrement du filtre peut être réduit. En réduisant l'ordre à 8, une cavité pourrait être supprimée. En initialisant la synthèse par une fonction pseudo-elliptique, les spécifications en *TPG* ne peuvent pas être atteintes. Après optimisation simultanée des zéros de transmission et de réflexion, on obtient une solution qui permet de satisfaire le même cahier des charges avec une fonction d'ordre 8 à 4 zéros de transmission (2 sur l'axe fréquentiel et 2 dans le plan complexe).

Les réponses en module et en *TPG* obtenues pour la fonction optimisée, ainsi que le gabarit de filtrage requis, sont montrées sur les figures II.13 et II.14. On peut voir clairement sur la réponse en module (figure II.13) que les zéros de réflexion ont été optimisés, et que 2 zéros de réflexion (parmi les 8) sont passés dans le plan complexe.

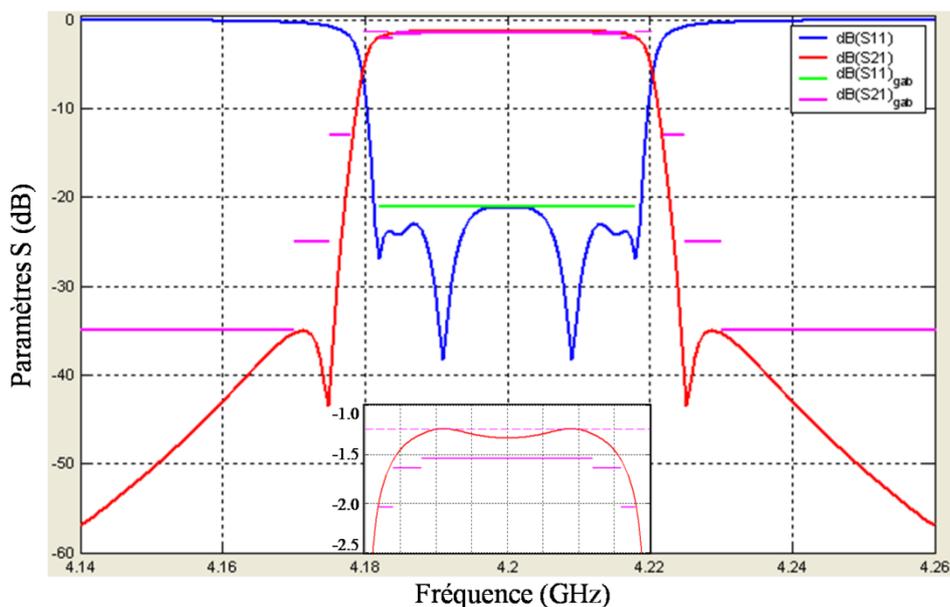


Figure II.13 : Réponse en amplitude de la fonction optimisée (premier exemple)

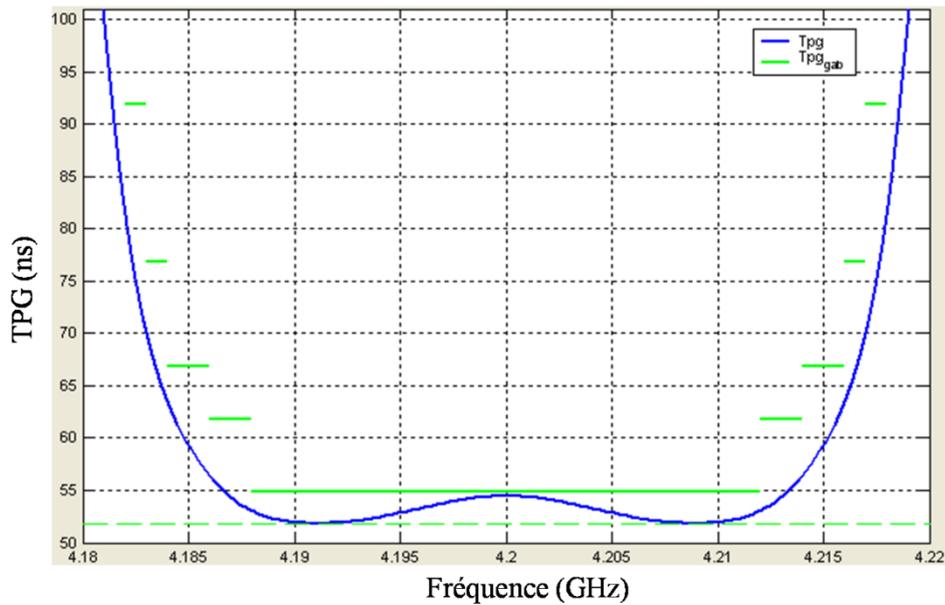


Figure II.14 : Réponse en *TPG* de la fonction optimisée (premier exemple)

Le diagramme de couplage réalisant cette fonction de transfert ainsi que les valeurs de la matrice de couplage (normalisées par rapport à  $f_0 = 4200 \text{ MHz}$  et  $\Delta f = 40.5 \text{ MHz}$ ) sont donnés sur la figure II.15. Tous les auto-couplages  $M_{ii}$  sont égaux à 0 (fonction symétrique).

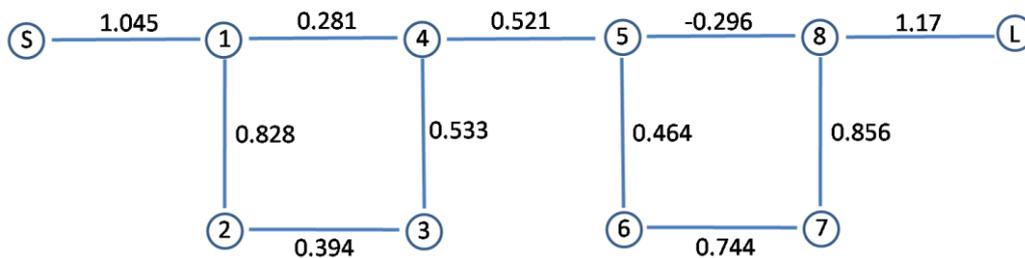


Figure II.15 : Diagramme de couplage réalisant la fonction optimisée (premier exemple)

Nous constatons donc, pour cet exemple, que la nouvelle approche de synthèse a permis une réduction du nombre de pôles (résonateurs), et une simplification de la topologie de couplage du filtre.

Ce résultat met en évidence une réduction substantielle du poids et de l'encombrement des filtres, ainsi qu'une simplification de leur architecture. Par exemple, pour une réalisation en cavités bimodes de ces fonctions, la synthèse avec la fonction pseudo elliptique demandera 5 cavités, et celle avec la fonction optimisée n'en demandera que 4. De plus, le réglage du filtre sera a priori plus simple car il y a moins de couplages indirects à maîtriser.

Cet exemple montre également une amélioration des performances électriques. En effet, nous constatons une réduction des pertes d'insertion (1.6 dB pour la fonction Tchebychev et 1.3 dB pour la fonction optimisée pour le même facteur de qualité).

### III.2.2. Amélioration des performances électriques

Le second exemple, choisi pour illustrer l'amélioration des performances électriques est un filtre d'*IMUX* en bande *X* dont les spécifications ont été fournies par le Centre National d'Etudes Spatiales (*CNES*).

#### *III.2.2.1. Cahier des charges*

Comme nous avons pu le voir pour l'exemple précédent, l'approche de synthèse optimisant simultanément les zéros de transmission et les zéros de réflexion permet de réduire l'encombrement par rapport à l'approche classique utilisant une fonction pseudo-elliptique. Un autre angle de vue en considérant un même encombrement est l'amélioration des performances électriques. L'approche consiste à minimiser les variations du *TPG* sous contraintes des spécifications en module, donc nous allons voir pour des spécifications données en module quelle variation minimale peut être atteinte pour une fonction quasi-elliptique et pour une fonction optimisée, en considérant le même nombre de pôles et de zéros de transmission.

Pour cela, nous considérons un cahier des charges exigeant des variations de *TPG* très faibles sur toute la bande passante (avec un objectif de 0.8 ns au maximum) pour des contraintes fixes en sélectivité. Ces spécifications sont données dans le tableau II.2.

Paramètre	Spécifications
Fréquence centrale $F_c$ (GHz)	10.75
Adaptation	$> 23 \text{ dB}$ à $F_c \pm 35 \text{ MHz}$
Réjection hors bande	$> 20 \text{ dB}$ à $F_c \pm 53 \text{ MHz}$
Variations crête à crête du <i>TPG</i>	$< 0.8 \text{ ns}$ à $F_c \pm 35 \text{ MHz}$

Tableau II.2 : Spécifications du filtre d'*IMUX* en bande *X*

#### *III.2.2.2. Synthèse avec une fonction pseudo-elliptique*

Afin de satisfaire ce cahier des charges avec une fonction de type pseudo elliptique, une fonction symétrique d'ordre 8 avec 6 zéros de transmission (2 sur l'axe fréquentiel et 4 dans le plan complexe) est nécessaire, l'adaptation dans la bande passante étant fixée à 23 dB.

De plus, nous savons que le *TPG* varie fortement aux limites de la bande passante (dans la bande de transition) à cause des zéros de transmission situés sur l'axe imaginaire. Pour cette raison, afin d'atteindre de faibles variations de *TPG* sur tout l'intervalle  $F_c \pm 35 \text{ MHz}$  (entre  $F_1 = 10715 \text{ MHz}$  et  $F_2 = 10785 \text{ MHz}$ ), la bande passante équi-ondulation qui est un paramètre d'optimisation a été agrandie de 70 à 89.6 MHz. Le tracé de la fonction de transfert en amplitude et en *TPG* montre que le gabarit est bien respecté (figures II.16 et II.17). Les variations du *TPG* dans la bande passante sont de 0.78 ns.

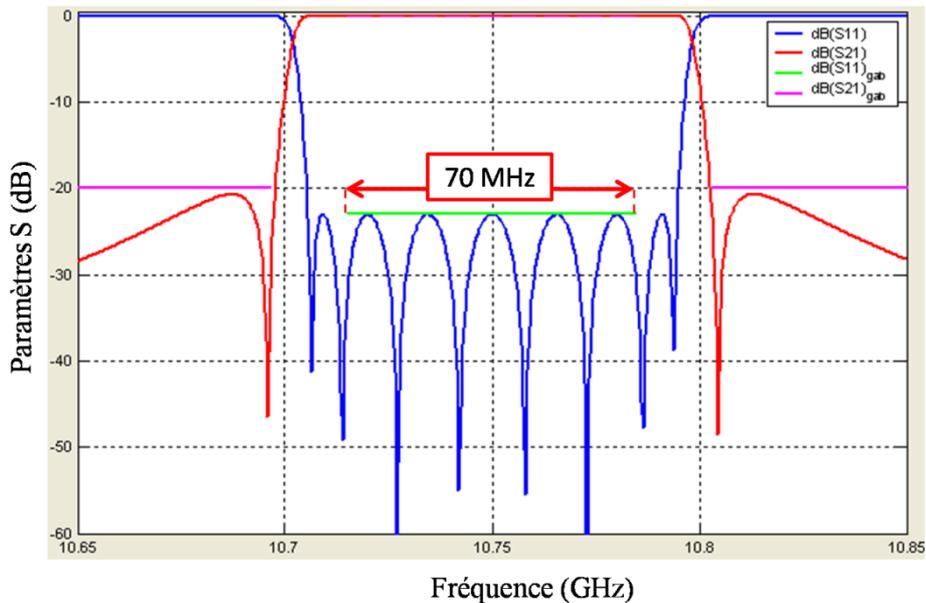


Figure II.16 : Réponse en amplitude de la fonction pseudo-elliptique (second exemple)

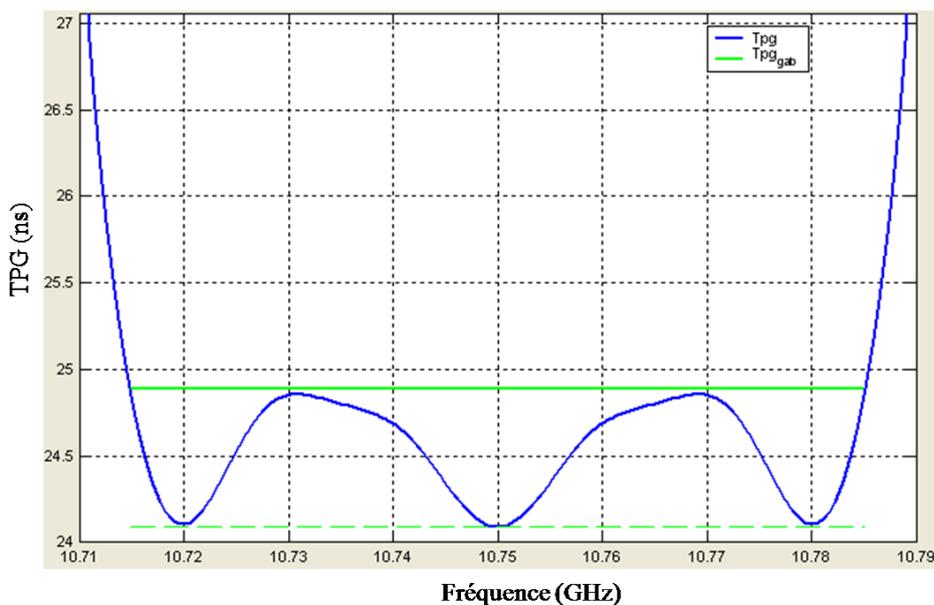


Figure II.17 : Réponse en *TPG* de la fonction pseudo-elliptique (second exemple)

Le diagramme de couplage réalisant cette fonction de transfert ainsi que les valeurs des couplages (normalisés par rapport à  $f_0 = 10750 \text{ MHz}$  et  $\Delta f = 75 \text{ MHz}$ ) sont donnés sur la figure II.18. Tous les auto-couplages  $M_{ii}$  sont égaux à 0 (fonction de transfert symétrique).

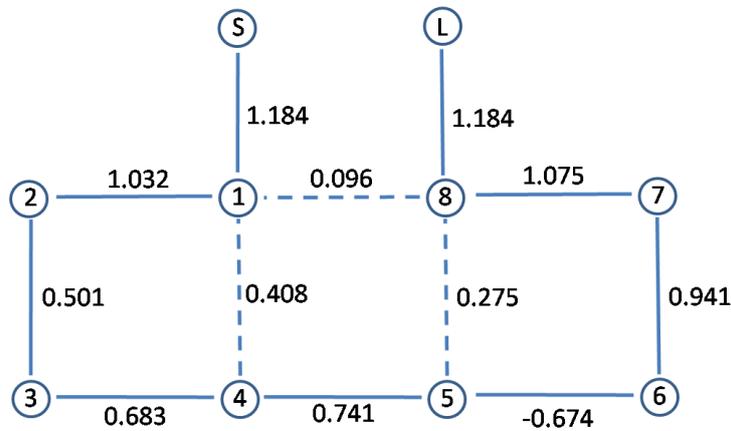


Figure II.18 : Diagramme de couplage réalisant la fonction pseudo-elliptique (second exemple)

### III.2.2.3. Synthèse optimisée en sélectivité et en *TPG*

En partant de la fonction pseudo-elliptique précédente, les zéros de réflexion et de transmission sont optimisés pour réduire au minimum les variations du *TPG*. Les réponses en module et en *TPG* obtenues pour la fonction optimisée, ainsi que le gabarit de filtrage requis, sont montrées sur les figures II.19 et II.20.

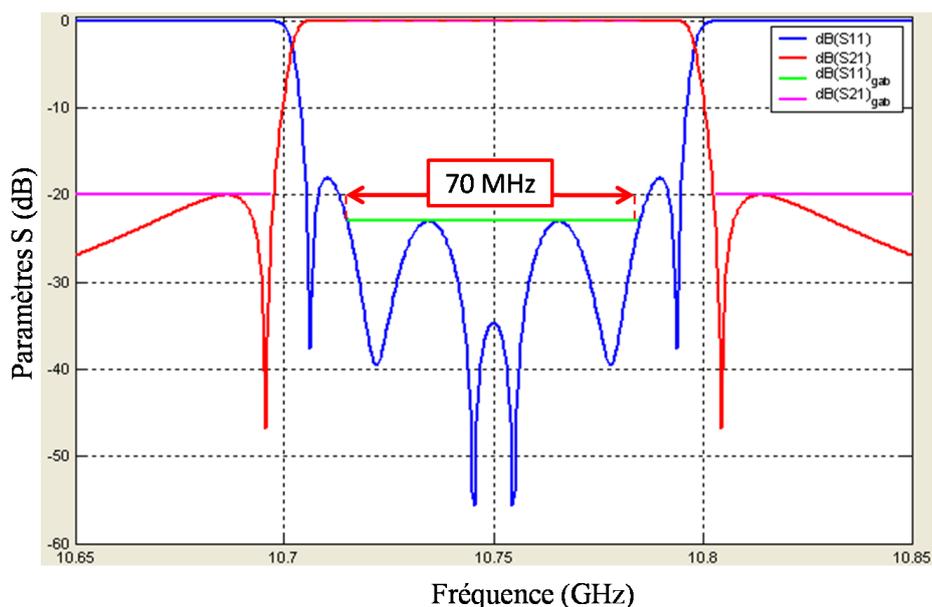


Figure II.19 : Réponse en amplitude de la fonction optimisée (second exemple)

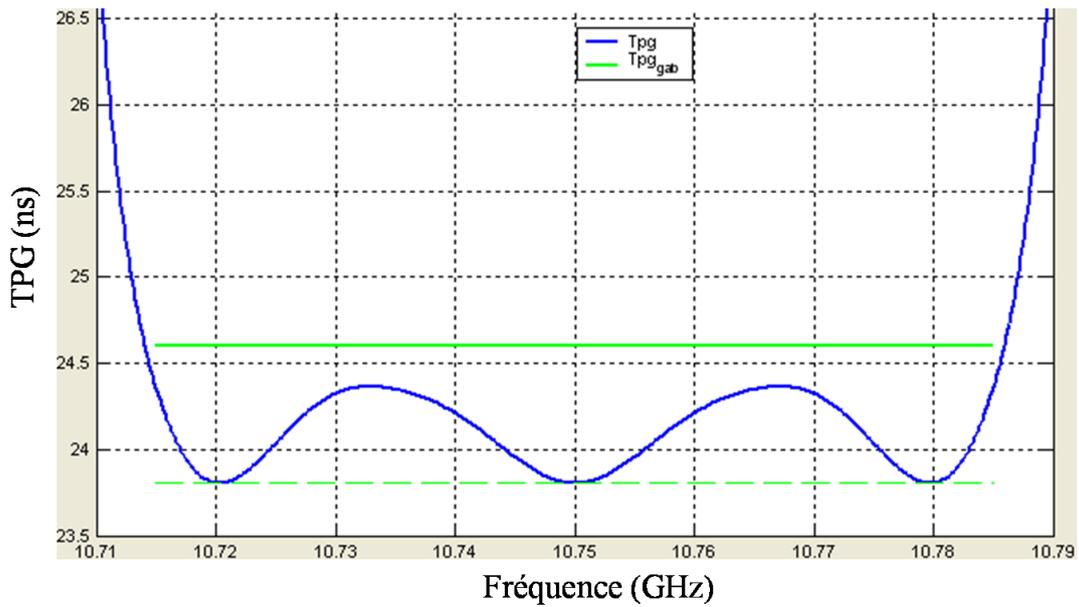
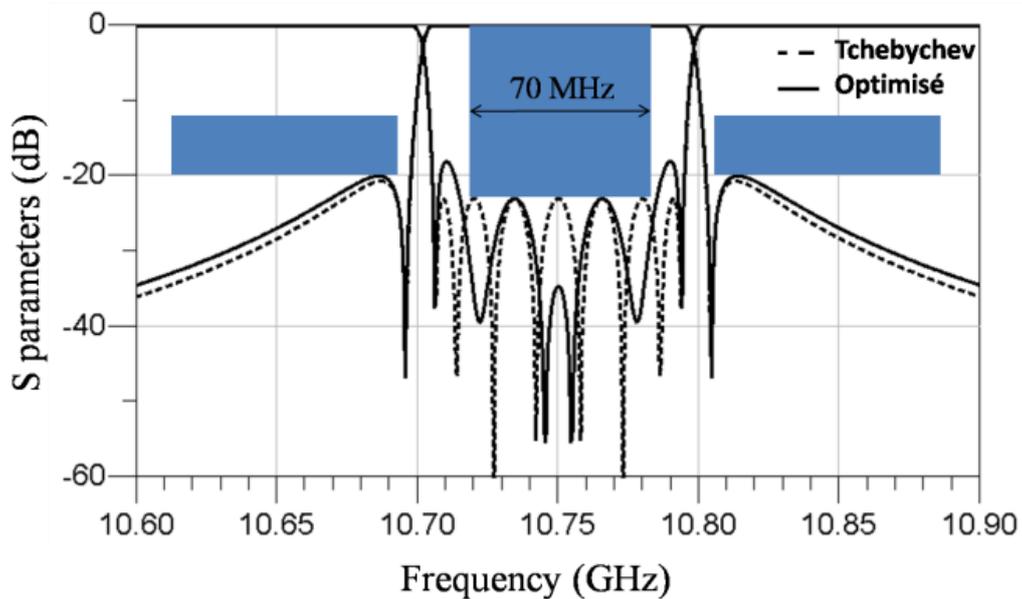
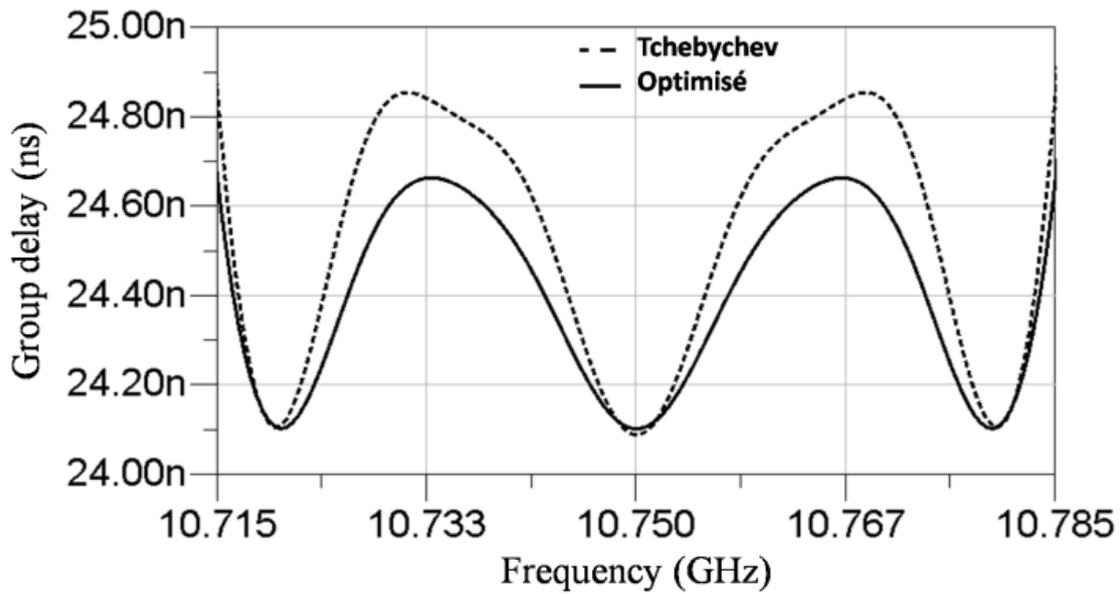


Figure II.20 : Réponse en  $TPG$  de la fonction optimisée (second exemple)

On peut voir clairement sur la réponse en module (figure II.19) que la fonction optimisée n'est pas équi-ondulante dans la bande passante. En effet, les zéros de réflexion ont été optimisés de façon à réduire les variations du  $TPG$  dans la bande passante pour atteindre  $0.58 ns$  au lieu de  $0.78 ns$  pour la fonction pseudo-elliptique, ce qui fait un gain de 26%. La comparaison en module et en  $TPG$  entre les deux fonctions est montrée sur la figure II.21.



(a)



(b)

Figure II.21 : Réponses théoriques des fonctions Tchebychev et optimisée : (a) module, (b) *TPG*

Le diagramme de couplage réalisant la fonction optimisée ainsi que les valeurs des couplages (normalisés par rapport à  $f_0 = 10750 \text{ MHz}$  et  $\Delta f = 75 \text{ MHz}$ ) sont donnés sur la figure II.22.

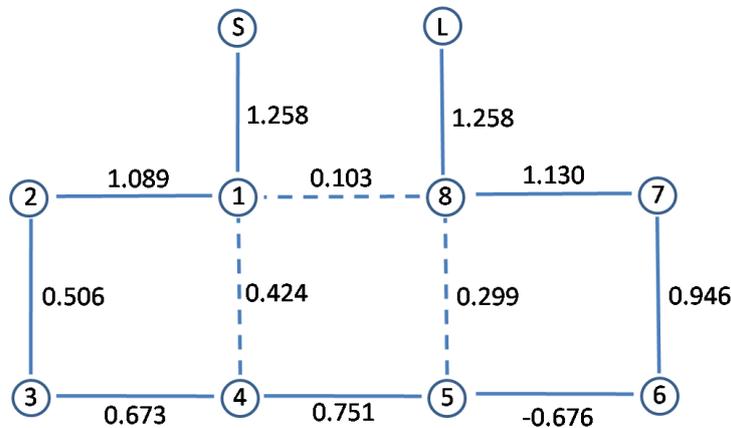
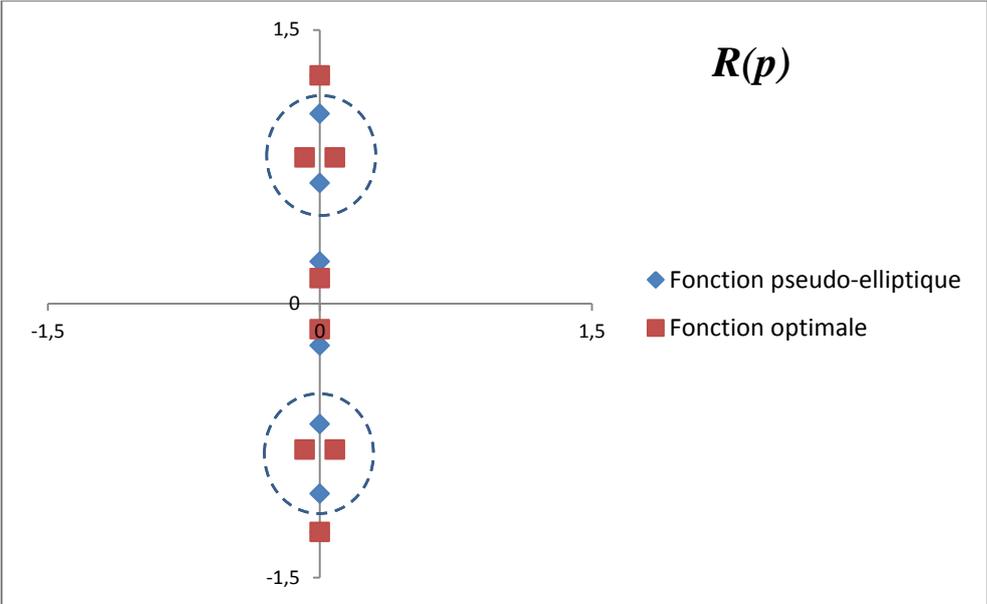
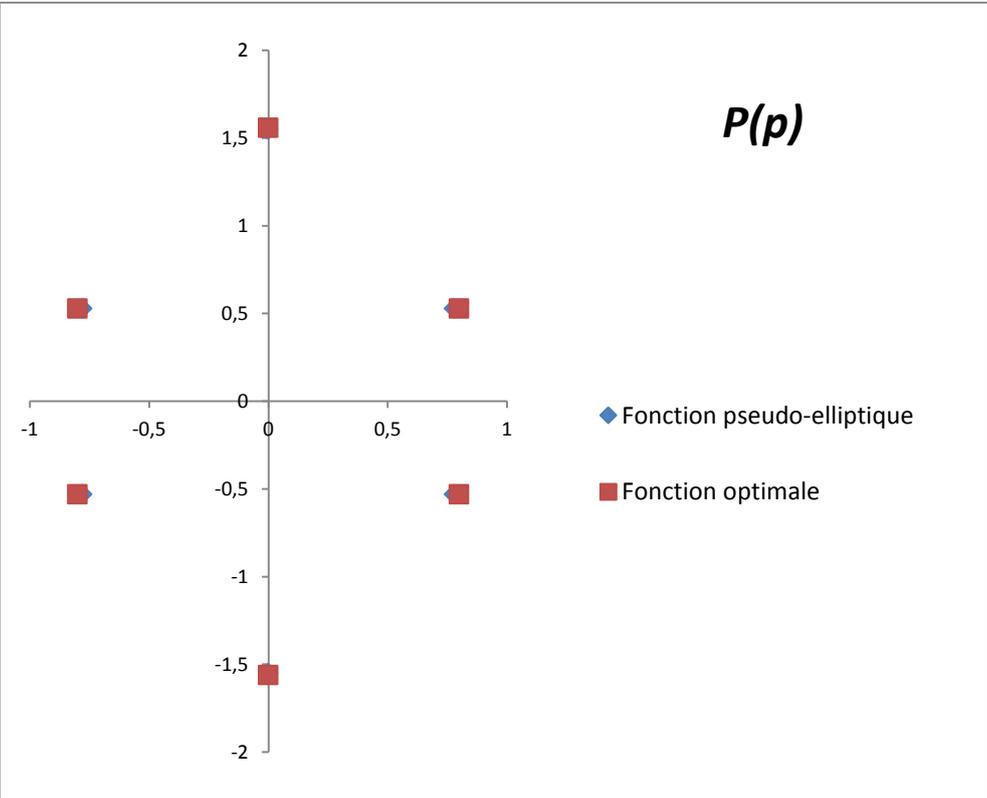


Figure II.22 : Diagramme de couplage réalisant la fonction optimisée (second exemple)

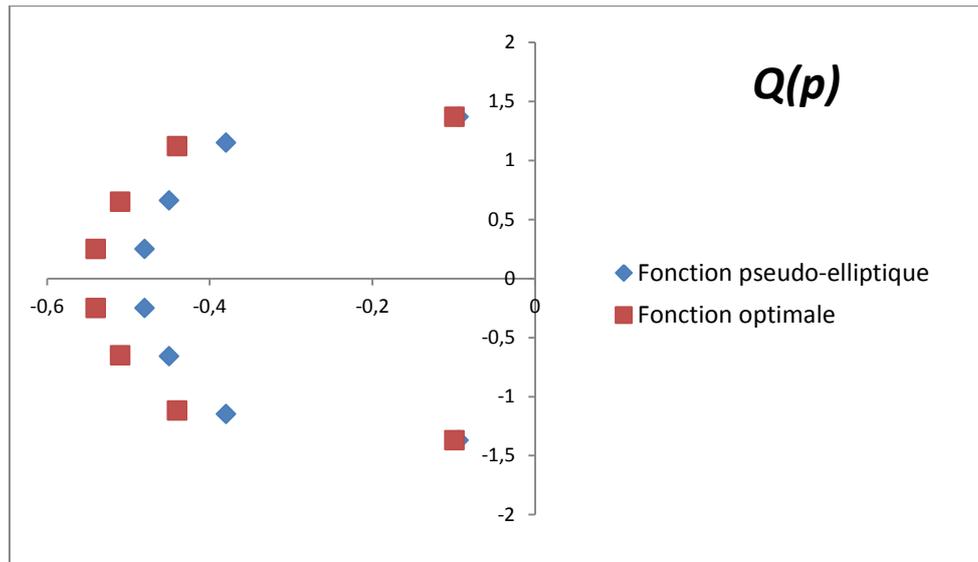
Par rapport à la solution pseudo-elliptique (figure II.18), les couplages n'ont pas été fortement modifiés ( $\Delta M_{ij} < 0.1$ ). Afin de bien voir la différence entre les deux fonctions, nous traçons dans le plan complexe les positions des zéros de transmission et de réflexion ainsi que celles des pôles (figure II.23).



(a)



(b)



(c)

Figure II.23 : Tracé dans le plan complexe : (a) zéros de réflexion ( $R(p)$ ), (b) zéros de transmission ( $P(p)$ ), (c) pôles ( $Q(p)$ )

On voit que deux zéros de réflexion et leurs symétriques (entourés sur la figure II.23 (a)) sont passés légèrement dans le plan complexe (les 2 sont para-conjugués). Pour cette raison, on a l'impression de voir seulement 6 zéros de réflexion sur la réponse de la figure II.19.

Les zéros de transmission n'ont quasiment pas été modifiés, mais les pôles, dépendant directement et uniquement des zéros de transmission et de réflexion, ont donc été modifiés de telle sorte que la variation du  $TPG$ , qui en dépend via la fonction de transfert, soit minimisée.

#### III.2.2.4. Conception électromagnétique

Afin de valider ces résultats théoriques, nous avons conçu les modèles électromagnétiques réalisant ces deux fonctions. Pour augmenter la compacité, nous avons choisi d'implémenter les filtres en technologie bimode.

L'implémentation en cavités bimodes des diagrammes de couplage présentés sur les figures II.18 et II.22 est donnée sur la figure II.24. Pour réaliser cette topologie, 4 cavités bimodes (mode  $TE_{113}$ ) couplées entre elles par des iris magnétiques sont nécessaires. Des vis de réglage et de couplage sont aussi nécessaires pour régler les fréquences de résonance, et coupler les polarisations entre elles, respectivement. Le mode  $TE_{113}$  a été privilégié pour réaliser ces filtres car il possède un bon facteur de qualité et permet de réduire la sensibilité de la structure et par conséquent de faciliter son réglage. En effet, ce mode présente plusieurs

variations longitudinales de champ, ce qui offre la possibilité de placer les vis et iris dans les cavités d'entrée/sortie à des maxima de champ différents. Ce principe est illustré sur la figure II.25.

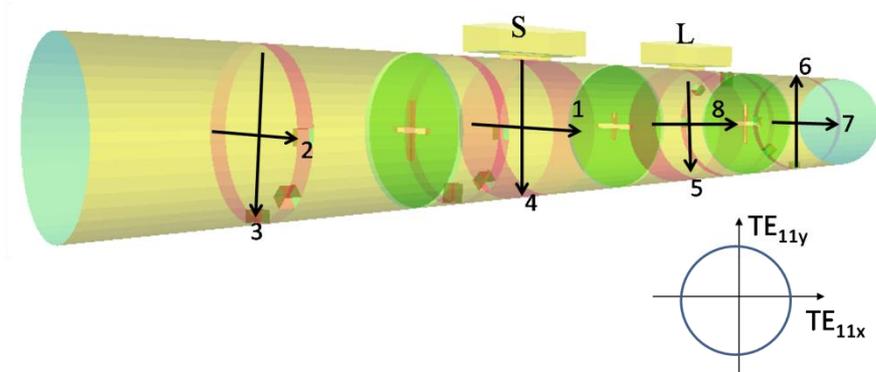


Figure II.24 : Modèle EM des filtres réalisés

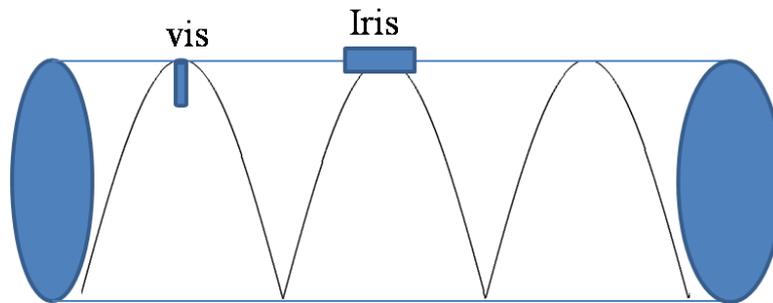


Figure II.25 : Disposition des vis et iris dans les cavités d'entrée/sortie

Les deux filtres ont été dimensionnés en utilisant la méthode de segmentation et d'optimisation présentée dans le premier chapitre (IV.1.3). Les dimensions ont été optimisées afin de réaliser les couplages idéaux dans chaque cas (à savoir, couplages de la figure II.18 pour la fonction pseudo-elliptique et couplages de la figure II.22 pour la fonction optimisée).

De plus, pour conserver un même encombrement, nous avons fait en sorte que les deux structures diffèrent simplement par les enfoncements de vis et les dimensions d'iris. Les dimensions optimisées des deux filtres sont données dans le tableau II.3. Toutes les dimensions sont données en *mm*. Les notations sont les suivantes :

*VIS<sub>ii</sub>* : vis de réglage du mode *i*,

*VIS<sub>ij</sub>* : vis de couplage entre les modes *i* et *j*,

*IRIS<sub>ij</sub>* : iris de couplage entre les modes *i* et *j*,

*CAVITÉ<sub>ij</sub>* : cavité contenant les modes *i* et *j*.

	Rayon x enfoncement
<b>VIS11</b>	1.2 x 1.39
<b>VIS22</b>	1.2 x 1.19
<b>VIS33</b>	1.2 x 1.93
<b>VIS44</b>	1.2 x 3.53
<b>VIS55</b>	1.2 x 3.47
<b>VIS66</b>	1.2 x 1.95
<b>VIS77</b>	1.2 x 1.29
<b>VIS88</b>	1.2 x 1.43
<b>VIS23</b>	1.2 x 2.21
<b>VIS14</b>	1.2 x 2.37
<b>VIS58</b>	1.2 x 2.02
<b>VIS67</b>	1.2 x 2.76

(a)

	Longueur x largeur x épaisseur
<b>IRIS-S</b>	10.879 x 3 x 1.02
<b>IRIS-L</b>	10.925 x 3 x 1.02
<b>IRIS12</b>	10.170 x 1 x 1.02
<b>IRIS34</b>	9.341 x 1 x 1.02
<b>IRIS45</b>	9.708 x 1 x 1.02
<b>IRIS18</b>	5.613 x 1 x 1.02
<b>IRIS56</b>	9.483 x 1 x 1.02
<b>IRIS78</b>	10.294 x 1 x 1.02

(b)

	Rayon x Hauteur
<b>CAVITÉ23</b>	13.25 x 52.684
<b>CAVITÉ14</b>	13.25 x 51.743
<b>CAVITÉ58</b>	13.25 x 51.793
<b>CAVITÉ67</b>	13.25 x 52.565

(c)

	Rayon x enfoncement
<b>VIS11</b>	1.2 x 1.00
<b>VIS22</b>	1.2 x 1.03
<b>VIS33</b>	1.2 x 1.90
<b>VIS44</b>	1.2 x 3.53
<b>VIS55</b>	1.2 x 3.46
<b>VIS66</b>	1.2 x 1.87
<b>VIS77</b>	1.2 x 1.01
<b>VIS88</b>	1.2 x 1.03
<b>VIS23</b>	1.2 x 2.22
<b>VIS14</b>	1.2 x 2.32
<b>VIS58</b>	1.2 x 2.05
<b>VIS67</b>	1.2 x 2.79

(d)

	Longueur x largeur x épaisseur
<b>IRIS-S</b>	10.925 x 3 x 1.02
<b>IRIS-L</b>	10.987 x 3 x 1.02
<b>IRIS12</b>	10.224 x 1 x 1.02
<b>IRIS34</b>	9.336 x 1 x 1.02
<b>IRIS45</b>	9.723 x 1 x 1.02
<b>IRIS18</b>	5.726 x 1 x 1.02
<b>IRIS56</b>	9.448 x 1 x 1.02
<b>IRIS78</b>	10.359 x 1 x 1.02

(e)

Tableau II.3 : Dimensions optimisées des deux modèles *EM*, (a) : dimensions des vis du filtre pseudo-elliptique, (b) : dimensions des iris du filtre pseudo-elliptique, (c) : dimensions des cavités, (d) : dimensions des vis du filtre optimisé, (e) : dimensions des iris du filtre optimisé

Les comparaisons entre réponses théoriques et simulées pour chaque fonction sont données sur les figures II.26 et II.27. Les réponses *EM* ont été calculées en utilisant le logiciel

*Microwave Wizard* basé sur une méthode modale (*mode-matching*) [50]. On remarque que les réponses en amplitude sont parfaitement réglées et qu'elles correspondent aux réponses théoriques attendues ce qui valide la méthodologie de synthèse développée.

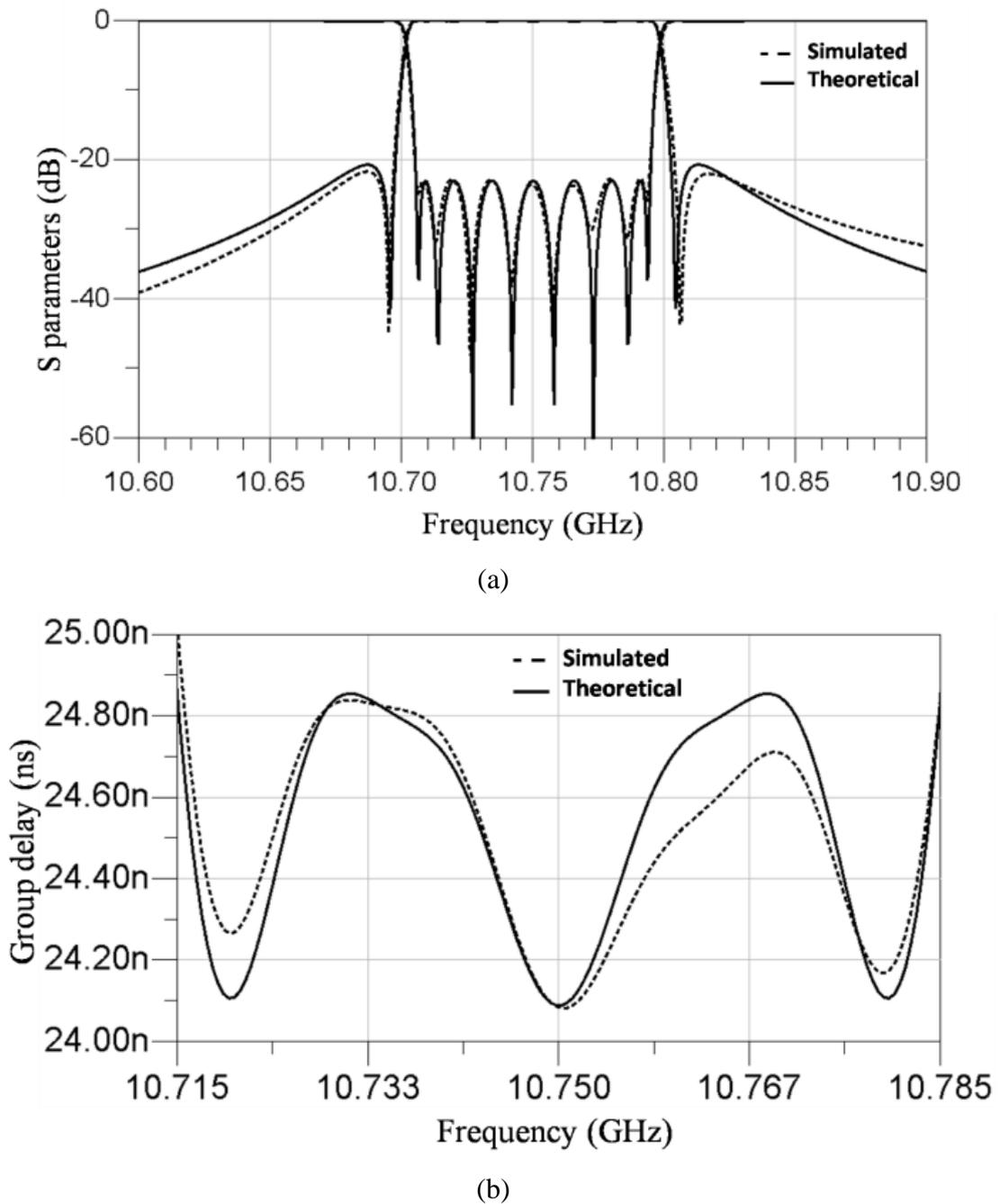


Figure II.26 : Réponses théorique et *EM* du filtre pseudo-elliptique, (a) : module et (b) : *TPG*

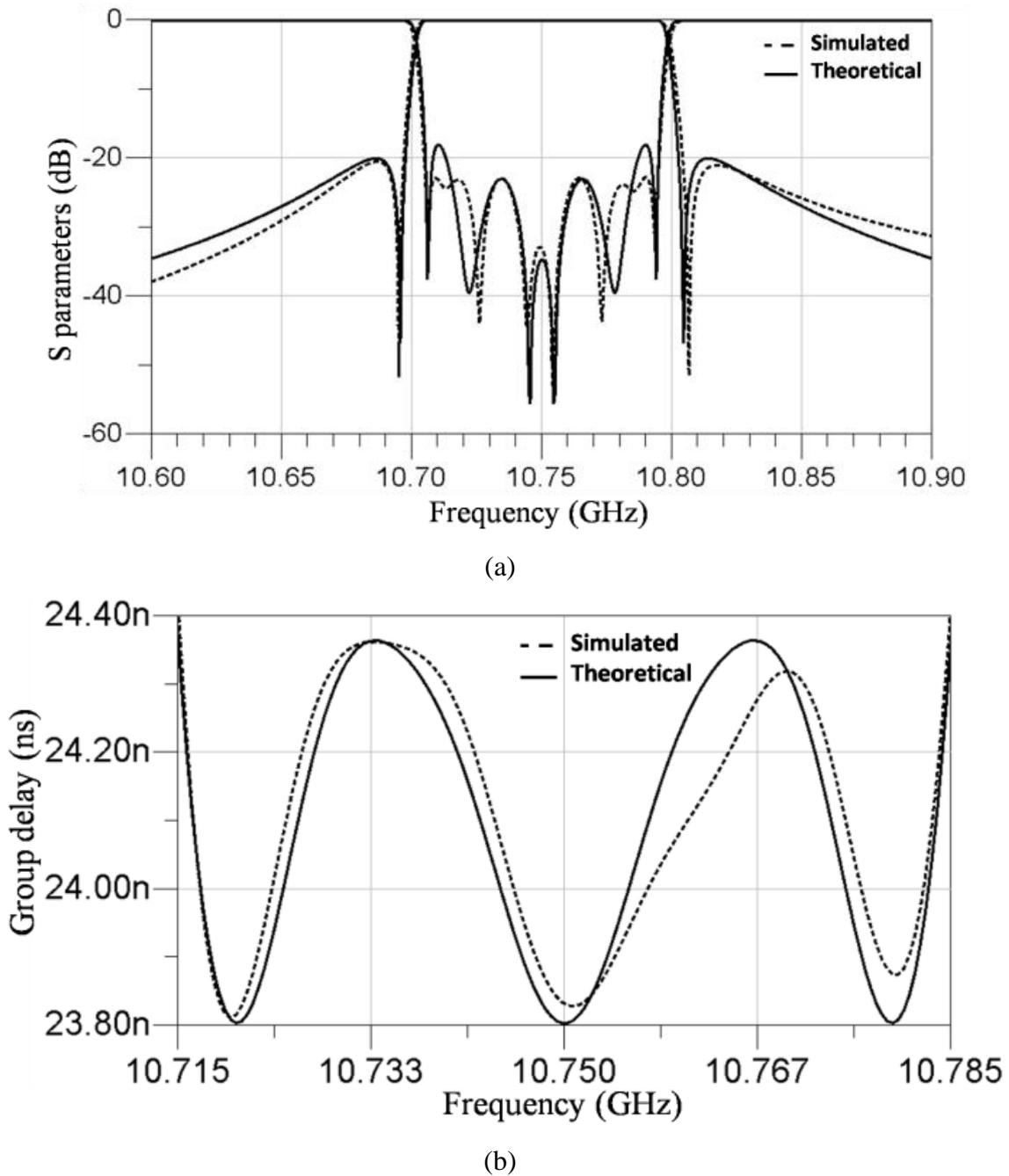
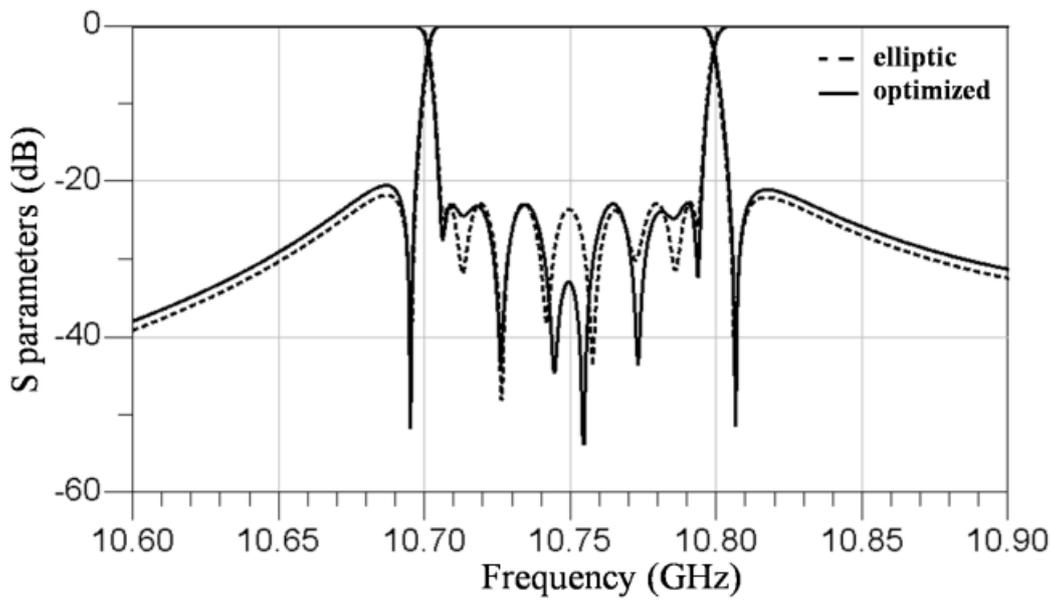


Figure II.27 : Réponses théorique et *EM* de la fonction optimisée, (a) : module et (b) : *TPG*

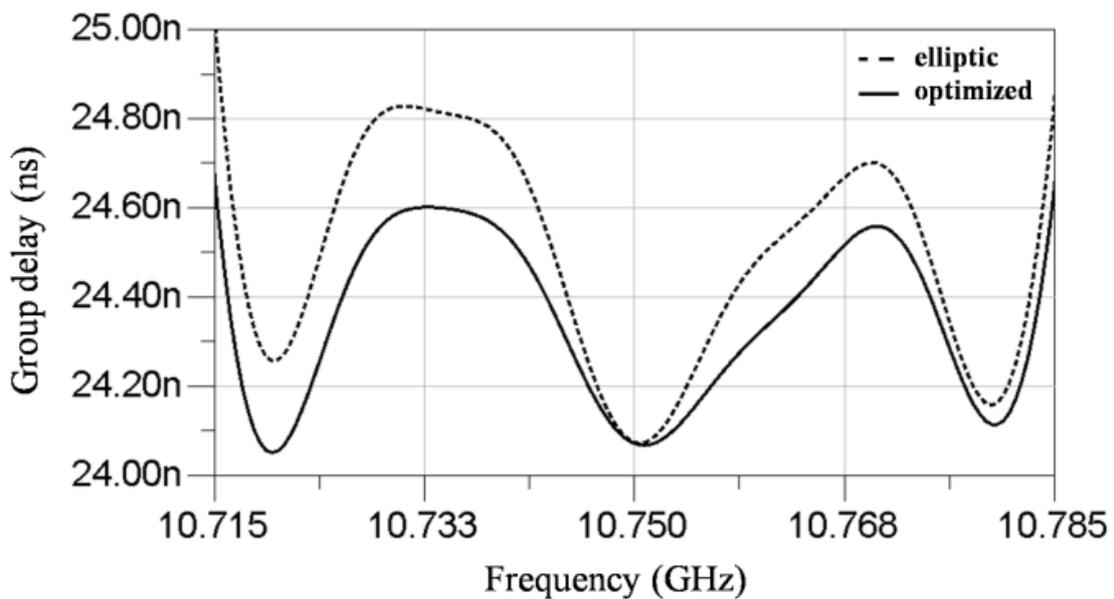
Au niveau des réponses *EM* en *TPG*, nous constatons une dissymétrie due aux effets de dispersion. En effet, les couplages réalisés dans la structure *EM* sont dépendants de la fréquence, alors que les fonctions théoriques sont calculées en supposant une transformation en fréquence (passe-bas en passe-bande) linéaire qui n'est valable que pour des bandes passantes très étroites ( $f=f_0$ ). Ainsi, les structures *EM* ont été optimisées de façon à aplatir au maximum le *TPG* dans la bande afin de limiter les effets de la dispersion. Pour cette raison,

les réponses en module (théorique et *EM*) de la fonction optimisée (figure II.27(a)) sont légèrement différentes.

Enfin, en comparant les deux réponses *EM* des deux fonctions (figures II.28), nous pouvons constater que nous conservons un gain de 29% sur les variations du *TPG* (0.55 ns pour le filtre optimal et 0.78 ns pour le filtre quasi-elliptique) pour des performances identiques en amplitude.



(a)



(b)

Figure II.28 : Réponses *EM* des filtres Tchebychev et optimale : (a) module, (b) *TPG*

L'analyse des pertes d'insertion montre que les deux structures présentent à peu près les mêmes performances (0.49 *dB* pour le filtre quasi-elliptique et 0.48 *dB* pour le filtre optimisé pour une conductivité de  $\sigma = 37.6 \text{ S}/\mu\text{m}$ ).

#### *III.2.2.5. Conclusion :*

Nous constatons, pour cet exemple, que l'approche de synthèse optimisant simultanément les zéros de transmission et de réflexion a permis en conservant le même encombrement une réduction des variations du *TPG* dans la bande passante de 29% pour des performances identiques en module. Une maquette est en cours de réalisation et les résultats expérimentaux devraient être intégrés dans la version définitive de ce rapport.

## IV- Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle approche de synthèse optimisée pour les filtres auto-correctés en *TPG*. Cette approche consiste à minimiser les variations du *TPG* sous contrainte des spécifications en amplitude. Pour cela, une optimisation des fonctions de transfert et de réflexion est réalisée permettant de dépasser les performances obtenues avec une fonction pseudo-elliptique.

L'intérêt de cette approche par rapport à une fonction pseudo-elliptique a été illustré sur deux exemples.

Dans le premier exemple, nous avons vu que la nouvelle approche de synthèse a permis une réduction du nombre de pôles (résonateurs), et par conséquent une simplification de la topologie de couplage du filtre pour les mêmes performances électriques. Cela met en évidence une réduction de l'encombrement des filtres, ainsi qu'une simplification de leur architecture.

Dans le second exemple, la nouvelle approche de synthèse a permis en conservant le même encombrement une réduction des variations du *TPG* dans la bande passante de 29% pour des performances identiques en module.

Le chapitre suivant sera consacré à la synthèse, la conception, et la caractérisation de multiplexeurs compacts formés exclusivement de résonateurs couplés.

***CHAPITRE 3 – CONCEPTION ET  
RÉALISATION DE MULTIPLEXEURS  
COMPACTS***



## I- Introduction

Les dispositifs de multiplexage classiquement utilisés dans la charge utile d'un satellite de télécommunications ont été présentés dans le paragraphe III.2 du premier chapitre. Ces dispositifs, en plus d'être généralement encombrants, présentent plusieurs autres inconvénients. Par exemple, les circulateurs sont coûteux, et présentent de fortes pertes d'insertions, et les manifolds demandent une optimisation délicate des éléments de connexion, surtout quand le nombre de canaux devient important.

Pour augmenter notamment l'intégration de ces dispositifs, les multiplexeurs compacts, formés exclusivement de résonateurs couplés, ont été introduits [28]-[32]. Tous les éléments de connexion (manifold, guides d'onde, et jonctions) sont éliminés, et par conséquent, le système est plus compact. Ce concept est illustré sur la figure III.1.

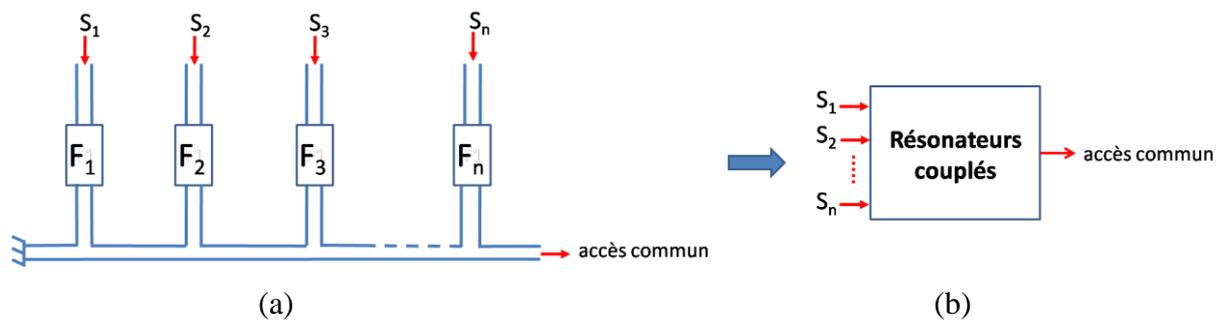


Figure III.1 : Concept des multiplexeurs compacts, (a) multiplexeur sur manifold, (b) multiplexeur compact

Dans ce chapitre, un état de l'art sur la conception de multiplexeurs compacts est tout d'abord présenté. Les méthodes de synthèse de ces dispositifs, ainsi que des exemples de prototypes réalisés seront montrés.

Ensuite, nous présentons la synthèse, la conception, et la caractérisation des multiplexeurs compacts développés lors de cette thèse. Ces multiplexeurs ont été implémentés en cavités bimodes afin d'augmenter leur compacité.

Enfin, nous donnons une conclusion des travaux réalisés sur ce sujet de recherche très récent.

## II- État de l'art au sujet des multiplexeurs compacts

Dans cette partie, nous proposons une revue des multiplexeurs compacts réalisés dans la littérature, ainsi que de leurs méthodes de synthèse. Ces dernières se basent sur deux techniques principales : l'optimisation du circuit électrique équivalent représenté par une matrice de couplage ou la synthèse des fonctions caractéristiques (polynomiales) du multiplexeur.

### II.1. Méthode de synthèse basée sur l'optimisation de la matrice de couplage généralisée [30]-[32]

#### II.1.1. Principe

Cette méthode de synthèse est basée sur l'optimisation de la matrice de couplage du système global (réseau de multiplexage et filtres), de sorte que les paramètres  $[S]$  du multiplexeur réalisent les spécifications électriques requises.

Il s'agit donc d'une extension des méthodes de synthèse des filtres à un nombre de ports supérieur à 2. Pour un multiplexeur à  $n$  résonateurs et  $p$  accès ( $p > 2$ ), la matrice de couplage généralisée  $[M]$  est de dimension  $(n+p) \times (n+p)$ , et elle est définie par blocs comme suit :

$$M = \begin{bmatrix} M_p & M_{pn} \\ M_{pn}^T & M_n \end{bmatrix} \quad (III.1)$$

Avec,

$M_n$  : la matrice de couplage entre résonateurs, c'est la matrice de couplage utilisée classiquement pour les filtres, elle est de taille  $(n \times n)$ .

$M_{pn}$  : la matrice de couplage entre les ports et les résonateurs (matrice de taille  $p \times n$ )

$M_p$  : la matrice de couplage entre ports, elle est de taille  $(p \times p)$  et les éléments de sa diagonale sont nuls (le couplage d'un port avec lui-même n'a pas un sens physique).

Afin d'exprimer les paramètres  $[S]$  du multiplexeur en fonction de cette matrice de couplage, une étude de son circuit équivalent est réalisée. Ce circuit, montré sur la figure III.2, est une généralisation du circuit équivalent utilisé pour la synthèse des filtres passe-bande à bande étroite (figure A2.1). Les grandeurs électriques aux  $p$  accès de ce réseau sont : la tension

d'entrée  $E$  (ou le courant  $i_1$ ), et pour les  $p-1$  sorties, les courants  $i_2, i_3, \dots, i_p$ . Les  $n$  résonateurs sont numérotés à partir de  $p+1$  car les  $p$  premières lignes et colonnes sont réservées aux matrices  $M_p, M_{pn}$  et  $M_{pn}^T$ .

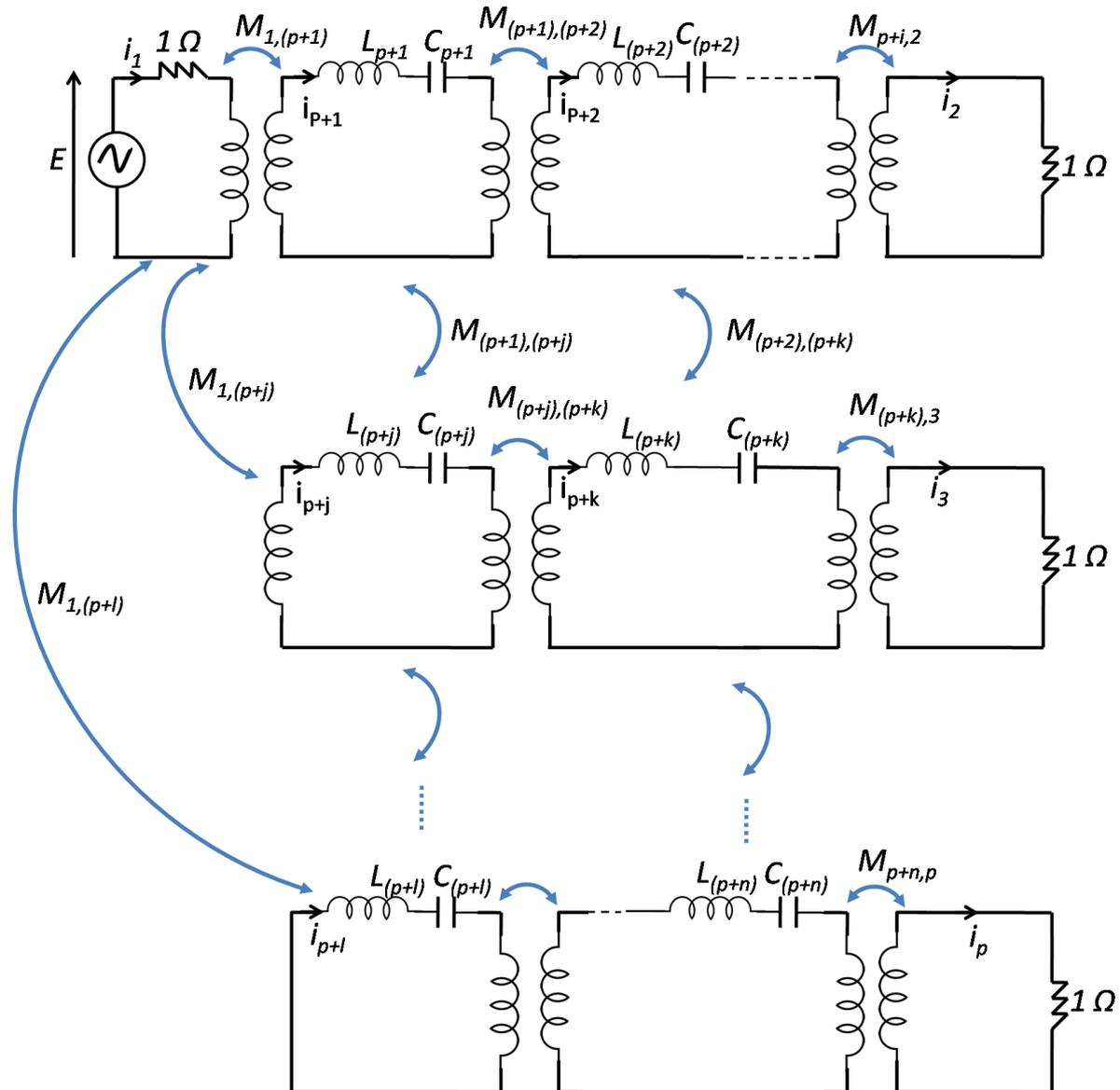


Figure III.2 : Schéma électrique d'un multiplexeur compact à bande étroite

En écrivant, sous forme matricielle, la loi des mailles dans chaque boucle du circuit, on obtient :

$$R + D + j\omega[M] * i s = A s * i s = E \quad (III.2)$$

Avec,

$s$  : la variable complexe de Laplace,  $s = \sigma + j\omega$ .

$R$  et  $D$  sont deux matrices définies par blocs de la même façon que  $M$  :

$$R = \begin{pmatrix} R_p & 0 \\ 0 & R_n \end{pmatrix}, \text{ où :}$$

$R_p$  est une matrice diagonale de taille  $(p \times p)$  dont les éléments correspondent aux résistances d'entrées/sorties. Dans le circuit de la figure III.2, ces résistances sont normalisées à  $1 \Omega$ .

$R_n$  est une matrice diagonale de taille  $(n \times n)$ , les éléments de  $R_n$  correspondent aux résistances modélisant les pertes dans les différents résonateurs. Dans le circuit de la figure III.2, ces résistances sont considérées nulles (étude sans pertes) pour simplifier les équations.

$$D = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & D_n \end{pmatrix}, \text{ où :}$$

$D_n$  est une matrice diagonale de dimension  $(n \times n)$ , dont les éléments valent  $d_i = j * (L_i \omega - \frac{1}{C_i \omega})$ . Ces éléments correspondent aux décalages fréquentiels des différents résonateurs et sont généralement ajoutées à la diagonale de la matrice de couplage  $[M]$ .

$i(s)$  est un vecteur de taille  $(n+p)$  qui correspond aux différents courants dans le circuit, et représente l'inconnue dans l'équation III.2.

$E$  est la tension d'excitation (source). Dans cet exemple, on n'a pris qu'une tension d'excitation, mais généralement on peut avoir des tensions d'excitation dans plusieurs ports, et donc, on aura un vecteur de tensions  $v_i$  de taille  $p$ .

En résolvant l'équation III.2, on obtient le vecteur  $i(s)$ . En prenant une tension normalisée de  $1 V$  et excitant le port numéro 1, on obtient :

$$[I]_{k,1} = -j * [A^{-1}]_{k,1} \quad (III.3)$$

Les paramètres  $[S]$  du circuit sont donc calculés comme suit :

$$S_{kk} \ s = 1 + 2j * [A^{-1}]_{k,k} \quad (III.4)$$

$$S_{kl} \ s = -2 * [A^{-1}]_{k,l} \quad (III.5)$$

Avec  $k \in \{2, \dots, p\}, k \neq l$ .

Ces équations permettent d'exprimer les paramètres  $[S]$  du circuit en fonction des éléments de la matrice de couplage généralisée. Il est donc possible de calculer les dérivées partielles de la matrice  $[S]$  par rapport aux coefficients de couplage et par conséquent, d'optimiser ces coefficients afin que les paramètres  $[S]$  réalisent les fonctions de transfert souhaitées, pour satisfaire un cahier de charges donné.

### II.1.2. Méthode d'optimisation utilisée

Pour optimiser les paramètres  $[S]$  du multiplexeur compact, les conditions suivantes peuvent être utilisées [30] :

1. En négligeant les pertes, le coefficient de réflexion au port commun (port 1 par exemple) est approximativement égal au produit des coefficients de réflexion aux autres ports (2 à p). De plus, dans le cas idéal, le coefficient de réflexion de chaque canal doit être similaire à celui du filtre isolé. Mathématiquement, cela peut être formulé comme suit :

$$|S_{11}(s)| \approx \prod_{i=2}^p S_{ii}(s) \approx \prod_{i=2}^p S_{11}^{filtre\ i}(s) \quad (III.6)$$

L'adaptation des différents canaux dans leurs bandes passantes peut donc être réalisée en satisfaisant l'équation (III.6).

2. Une seconde condition liée à l'isolation des canaux entre eux (ports 2 à p) peut être aussi définie comme suit :

$$Isolation = \prod_{\substack{k,l=2 \\ k \neq l}}^p |S_{kl}(s)|^2 = 0 \quad (III.7)$$

On note que ces deux conditions rendent inutile une condition sur les paramètres de transmission. En effet, le réseau est supposé sans pertes.

La fonction d'erreur à minimiser peut donc être formulée de la manière suivante :

$$\varepsilon(s_n) = \sum_{n=1}^N (|S_{11}(s_n)| - |S_{11}(s_n)|)^2 + \alpha \sum_{\substack{k,l=2 \\ k \neq l}}^p \sum_{n=1}^N |S_{kl}(s_n)|^2 \quad (III.8)$$

Où  $s_n$  représentent les  $N$  fréquences complexes ( $s = \sigma + j\omega$ ) pour lesquelles la fonction d'erreur a été échantillonnée. On note que le terme d'isolation étant moins important que celui de l'adaptation, il est donc affecté d'un poids  $\alpha \ll 1$ .

Pour minimiser cette fonction, une méthode de gradient peut être utilisée. Les paramètres d'optimisation sont les coefficients de la matrice de couplage généralisée  $M$  (équation III.1). Ces coefficients sont initialisés de façon à réaliser une fonction pseudo-elliptique quand les canaux sont indépendants. Ensuite, les dérivées partielles des paramètres  $[S]$  par rapport à ces coefficients sont calculées en dérivant les équations (III.4) et (III.5). Ces dérivées, données dans l'équation (III.9) [32], peuvent donc être utilisées dans une méthode d'optimisation basée sur le gradient afin d'obtenir la matrice de couplage minimisant la fonction d'erreur.

$$\frac{\partial S_{ik}}{\partial M_{pq}} = j 2 - \delta_{p,q} * [A^{-1}]_{i,p}[A^{-1}]_{k,p} + [A^{-1}]_{i,q}[A^{-1}]_{k,q} \quad (III.9)$$

$$\text{Avec : } \delta_{p,q} = \begin{cases} 1 & \text{si } p = q \\ 0 & \text{si } p \neq q \end{cases}$$

### II.1.3. Exemple de multiplexeurs compacts réalisés

Cette méthode a été appliquée pour synthétiser et concevoir un triplexeur compact 12 pôles. La topologie de couplage de ce triplexeur est montrée sur la figure III.3.

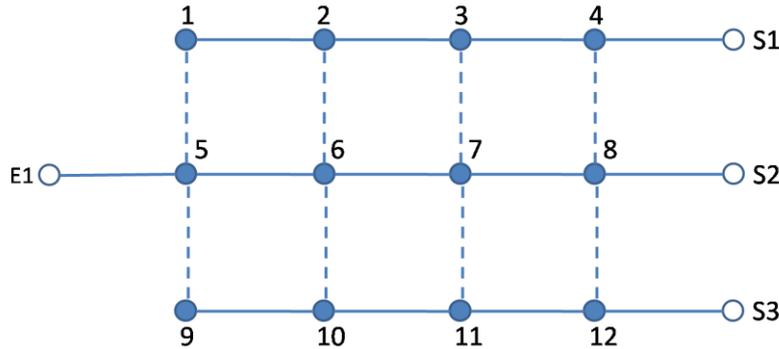


Figure III.3 : Topologie de couplage du triplexeur

On peut voir que chaque canal est réalisé avec 4 résonateurs couplés en ligne (fonction d'ordre 4 sans zéros de transmission). De plus, des couplages (en pointillés) entre les différents canaux sont introduits, ce qui est impossible à réaliser pour un multiplexeur sur manifold. Ces couplages supplémentaires sont a priori exploités pour régler les réponses hors bande des différents filtres, afin d'augmenter l'isolation entre canaux.

La matrice de couplage a été optimisée pour que la réponse en fréquence respecte le cahier des charges. Les éléments de cette matrice, normalisés par rapport à une fréquence centrale  $f_0 = 12330 \text{ MHz}$  et une bande passante  $\Delta f = 38 \text{ MHz}$ , sont donnés dans le tableau III.1.

Couplages ports/résonateurs	Couplages entre résonateurs	Auto-couplages $M_{(i,i)}$
$M_{(E1,5)} = 1.7000$	$M_{(1,2)} = M_{(9,10)} = 0.6468$	$M_{(1,1)} = -M_{(9,9)} = 1.7819$
$M_{(S1,4)} = 0.9141$	$M_{(2,3)} = M_{(10,11)} = 0.5875$	$M_{(2,2)} = -M_{(10,10)} = 2.0692$
$M_{(S2,8)} = 1.0010$	$M_{(3,4)} = M_{(11,12)} = 0.7548$	$M_{(3,3)} = -M_{(11,11)} = 2.0821$
$M_{(S3,12)} = 0.9100$	$M_{(5,6)} = 1.2434$	$M_{(4,4)} = -M_{(12,12)} = 2.0869$
	$M_{(6,7)} = 0.6279$	$M_{(5,5)} = 0$
	$M_{(7,8)} = 0.8295$	$M_{(6,6)} = 0$
	$M_{(1,5)} = M_{(5,9)} = 1.4623$	$M_{(7,7)} = 0$
	$M_{(2,6)} = M_{(6,10)} = 0.2882$	$M_{(8,8)} = 0$
	$M_{(3,7)} = M_{(7,11)} = -0.0221$	
	$M_{(4,8)} = M_{(8,12)} = 0.0068$	

Tableau III.1 : Couplages optimisés du triplexeur compact [30]

On constate que les canaux du haut et du bas sont symétriques par rapport à la fréquence centrale. La réponse en fréquence correspondante est donnée sur la figure III.4.

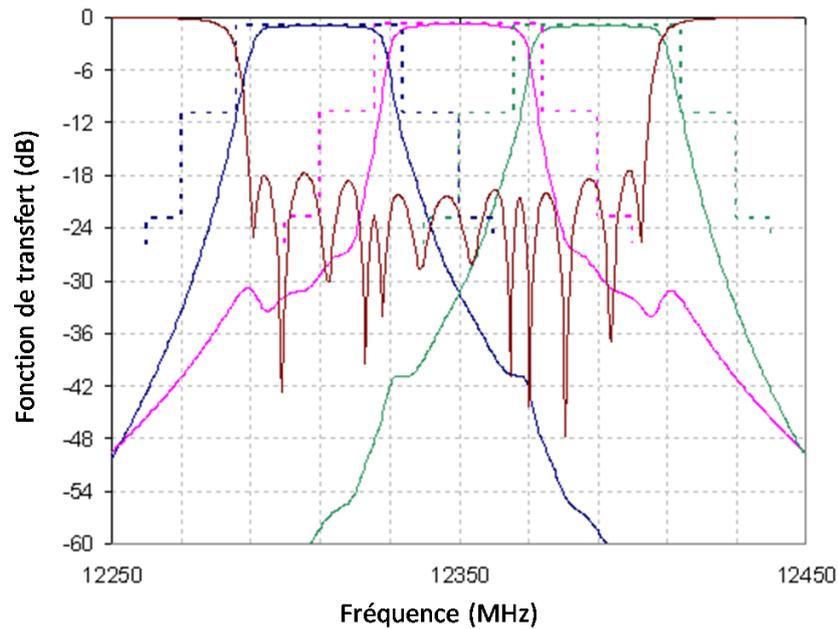


Figure III.4 : Réponse théorique optimisée du triplexer compact [32]

Ce triplexer a été réalisé en cavités chargées de résonateurs diélectriques (cf. figure III.5), afin de réduire sa masse et son volume. Les résonateurs diélectriques utilisés fonctionnent sur le mode  $TE_{01}$ , et sont couplés entre eux par des iris (couplage magnétique) ou des sondes coaxiales (couplage électrique) afin de réaliser les différents signes des éléments de couplage.

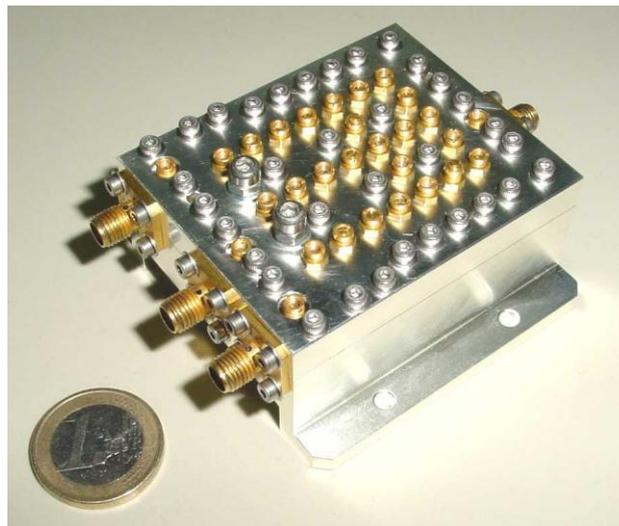


Figure III.5 : Maquette du triplexer compact [32]

Ce triplexeur a été réglé en introduisant des vis de réglage pour compenser les tolérances de fabrication. Sa réponse en fréquence mesurée est très proche de sa réponse théorique, ce qui valide la méthode de synthèse basée sur l'évaluation de la matrice de couplage généralisée.

## **II.2. Méthode de synthèse basée sur le calcul des fonctions caractéristiques du multiplexeur [28], [29]**

### II.2.1. Principe

Cette seconde méthode consiste à calculer les fonctions polynomiales caractéristiques du multiplexeur en incluant dans les calculs les jonctions qui connectent les canaux entre eux. Le circuit équivalent (ou la matrice de couplage) et par extension la topologie de couplage est ensuite déduite de ces fonctions polynomiales caractéristiques. Dans [28] et [29], cette technique a été appliquée pour calculer les polynômes du diplexeur présenté sur la figure III.6.

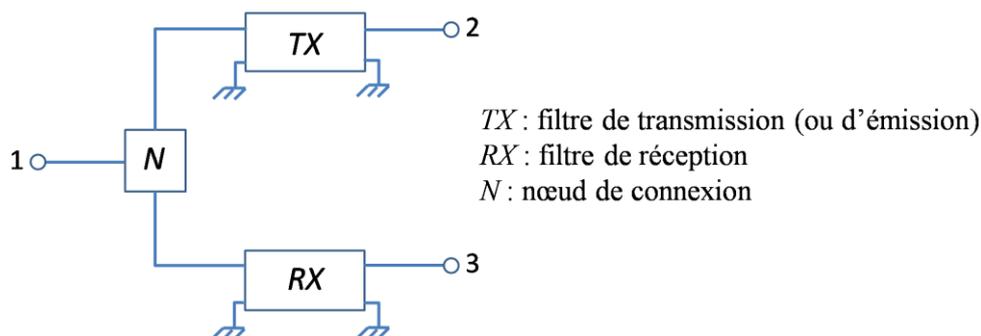


Figure III.6 : Schéma de principe d'un diplexeur

$N$  représente la jonction 3 ports utilisée pour connecter les filtres entre eux. En fonction des contraintes mécaniques, de la technologie des filtres, ou encore des spécifications électriques, plusieurs structures peuvent être employées pour implémenter cette jonction. Les circuits équivalents utilisés classiquement pour modéliser ce genre de transitions peuvent être trouvés dans [48]. Par exemple, le circuit équivalent d'une jonction en T en guides d'onde rectangulaires plan H est donné sur la figure III.7.

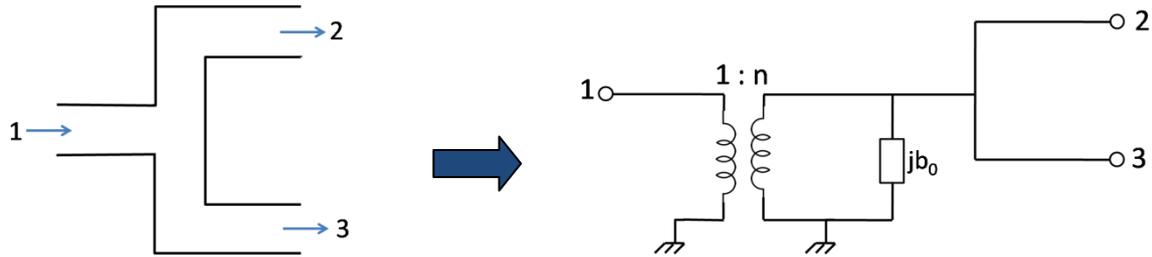


Figure III.7 : Circuit équivalent d'une jonction en T en guides d'onde rectangulaires plan H

Le rapport de transformation  $n$ , ainsi que la susceptance  $b_0$  sont exprimés en fonction des dimensions des guides d'onde [48].

Le calcul des polynômes caractéristiques du diplexeur nécessite auparavant la détermination des polynômes caractéristiques de chaque filtre.

### 1. Calcul des polynômes de chaque filtre

Tout d'abord, il faut calculer les polynômes caractéristiques des filtres  $TX$  et  $RX$  séparément. Ces polynômes peuvent être écrits sous la forme rationnelle présentée dans les équations III.10. On note qu'en négligeant les pertes, les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  définissent parfaitement chaque filtre.

$$S_{11}^{TX} = \frac{F_{TX}(s)}{E_{TX}(s)} \quad S_{21}^{TX} = \frac{P_{TX}(s)}{E_{TX}(s)} = p_{0TX} \cdot \frac{P_{TXn}(s)}{E_{TX}(s)}$$

$$S_{11}^{RX} = \frac{F_{RX}(s)}{E_{RX}(s)} \quad S_{21}^{RX} = \frac{P_{RX}(s)}{E_{RX}(s)} = p_{0RX} \cdot \frac{P_{RXn}(s)}{E_{RX}(s)} \quad (III.10)$$

Les polynômes  $F_{TX}$  et  $E_{TX}$  sont de degré  $np_{TX}$  (ordre du filtre  $TX$ ), et les polynômes  $F_{RX}$  et  $E_{RX}$  sont de degré  $np_{RX}$  (ordre du filtre  $RX$ ). Ces polynômes ont le coefficient du terme du plus haut degré égal à 1.

Les polynômes  $P_{TX}$  et  $P_{RX}$  sont de degrés  $n_{z_{TX}}$  et  $n_{z_{RX}}$  respectivement (nombre de zéros de transmission du filtre  $TX$  et  $RX$  respectivement). Ces polynômes ont le coefficient du terme du plus haut degré égal à  $p_{0TX}$  et  $p_{0RX}$  respectivement, ce coefficient étant lié à l'ondulation (ou à l'adaptation) dans chaque bande comme pour une synthèse de filtre classique.

Les coefficients complexes de tous ces polynômes sont calculés de façon à initialiser les réponses de chaque canal à une fonction pseudo-elliptique respectant le cahier des charges.

Les méthodes de synthèse itératives permettant de faire ce calcul sont connues et disponibles dans la littérature [49].

## 2. Calcul des polynômes du diplexeur

En considérant le diplexeur comme étant sans pertes, la matrice  $[S]$  globale peut être définie seulement à partir de quatre polynômes :

$$S_{11} = \frac{n_0 \cdot N(s)}{D(s)} \quad S_{21} = \frac{p_{0t} \cdot P_t(s)}{D(s)} \quad S_{31} = \frac{p_{0r} \cdot P_r(s)}{D(s)} \quad (III.11)$$

Les coefficients  $n_0$ ,  $p_{0t}$ , et  $p_{0r}$  servent à normaliser le coefficient du plus haut degré à 1. On note que les racines de  $D(s)$  représentent les pôles du diplexeur, celles de  $N(s)$  représentent les zéros de réflexion au port commun (port 1 pour l'exemple considéré), et celles de  $P_t(s)$  et  $P_r(s)$  représentent les zéros de transmission des canaux  $TX$  et  $RX$  respectivement.

En fonction de la jonction utilisée pour connecter les deux filtres, les paramètres  $[S]$  du diplexeur peuvent être calculés. Pour l'exemple considéré (figure III.8), on peut exprimer l'admittance d'entrée comme suit :

$$y_{in} = n^2 \cdot j b_0 + y_{in}^{TX} + y_{in}^{RX} \quad (III.12)$$

Où :  $y_{in}^{TX}$  représente l'admittance d'entrée du filtre d'émission,

$y_{in}^{RX}$  représente l'admittance d'entrée du filtre de réception,

$j b_0$  représente l'admittance de la jonction

Les 3 admittances sont en parallèle comme le montre la figure III.8.

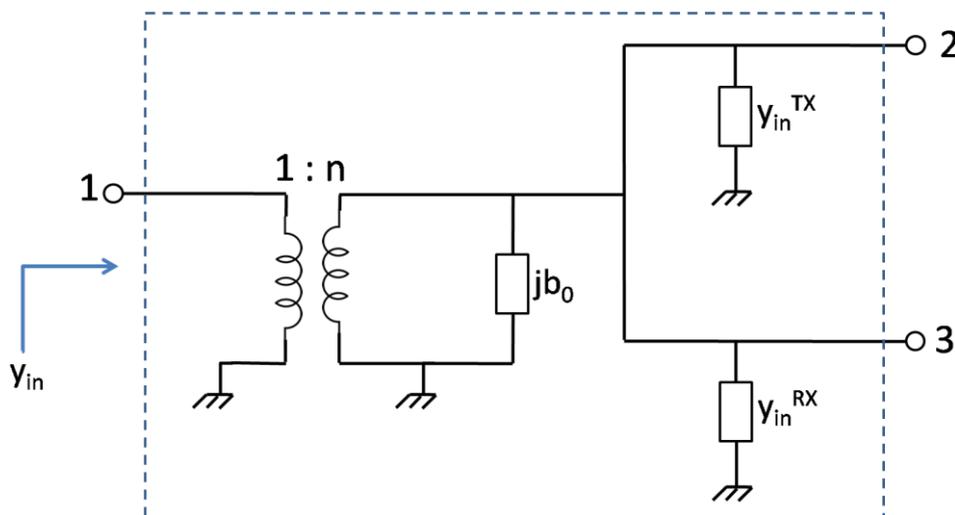


Figure III.8 : Circuit équivalent du diplexeur

Or, les admittances d'entrée des filtres d'émission et de réception peuvent être exprimées en fonction des coefficients de réflexion et des polynômes caractéristiques de ces filtres par les relations suivantes :

$$y_{in}^{TX} = \frac{1 - S_{11}^{TX}}{1 + S_{11}^{TX}} = \frac{E_{TX} - F_{TX}}{E_{TX} + F_{TX}} = \frac{D_{TX}}{S_{TX}}$$

$$y_{in}^{RX} = \frac{1 - S_{11}^{RX}}{1 + S_{11}^{RX}} = \frac{E_{RX} - F_{RX}}{E_{RX} + F_{RX}} = \frac{D_{RX}}{S_{RX}} \quad (III.13)$$

Où :

$$S_{TX} = \frac{E_{TX} + F_{TX}}{2} \quad D_{TX} = \frac{E_{TX} - F_{TX}}{2}$$

$$S_{RX} = \frac{E_{RX} + F_{RX}}{2} \quad D_{RX} = \frac{E_{RX} - F_{RX}}{2} \quad (III.14)$$

En remplaçant dans l'équation III.12, on obtient :

$$y_{in} = n^2 \cdot \frac{jb_0 S_{TX} S_{RX} + D_{TX} S_{RX} + D_{RX} D_{RX}}{S_{TX} S_{RX}} \quad (III.15)$$

Or, le paramètre  $S_{11}$  du diplexeur est défini à partir de  $y_{in}$  par la relation suivante :

$$S_{11} = \frac{1 - y_{in}}{1 + y_{in}} \quad (III.16)$$

En remplaçant l'expression de  $y_{in}$  de (III.15) dans (III.16), et en écrivant  $S_{11}$  sous la forme donnée dans l'équation (III.11), on obtient les expressions suivantes pour  $N(s)$ ,  $D(s)$ , et  $n_0$  :

$$N(s) = S_{TX} S_{RX} - n^2 \cdot \frac{D_{TX} S_{RX} + S_{TX} D_{RX}}{(1 - jn^2 b_0)}$$

$$D(s) = S_{TX} S_{RX} + n^2 \cdot \frac{D_{TX} S_{RX} + S_{TX} D_{RX}}{(1 + jn^2 b_0)}$$

$$n_0 = \frac{1 - jn^2 b_0}{1 + jn^2 b_0} \quad (III.17)$$

On note que le degré des polynômes  $N(s)$  et  $D(s)$  représente l'ordre du diplexeur, et il est égal à  $np_{TX} + np_{RX}$ .

Les paramètres de transmission  $S_{21}$  et  $S_{31}$  peuvent alors être déduits en considérant le circuit de la figure III.8 :

$$S_{21} = \frac{S_{21}^{TX} (1 + y_{in}^{TX})}{\frac{1}{n} + jnb_0 + n \cdot y_{in}^{TX} + n \cdot y_{in}^{RX}}$$

$$S_{31} = \frac{S_{21}^{RX} (1 + y_{in}^{RX})}{\frac{1}{n} + jnb_0 + n \cdot y_{in}^{TX} + n \cdot y_{in}^{RX}} \quad (III.18)$$

En substituant (III.10) et (III.13) dans ces deux équations, et en comparant avec (III.11), on obtient les expressions suivantes pour  $P_t(s)$ ,  $P_r(s)$ ,  $p_{0t}$  et  $p_{0r}$  :

$$P_t(s) = P_{TXn} \cdot S_{RX} \quad p_{0t} = p_{0TX} \frac{n}{1 + jn^2 b_0}$$

$$P_r(s) = P_{RXn} \cdot S_{TX} \quad p_{0r} = p_{0RX} \frac{n}{1 + jn^2 b_0} \quad (III.19)$$

On remarque que l'ordre de  $P_t(s)$ , qui représente le nombre de zéros de transmission du canal  $TX$ , est égal à  $n_{zTX} + n_{pRX}$ . Cela implique qu'en plus des  $n_{zTX}$  zéros de transmission imposés par la fonction pseudo-elliptique du filtre  $TX$ ,  $n_{pRX}$  zéros supplémentaires apparaissent dans la réponse du diplexeur (les zéros de  $S_{RX}$ ). La même remarque peut être faite pour le canal  $RX$  où le nombre de zéros de transmission est égal à  $n_{zRX} + n_{pTX}$ .

Ces zéros de transmission supplémentaires sont très intéressants car ils pourraient être utilisés pour augmenter la sélectivité et l'isolation des canaux. Cependant, ils ne sont pas facilement contrôlables. En effet, pour ce faire, il faut introduire des couplages entre certains résonateurs appartenant à des canaux différents [30].

Enfin, pour optimiser la réponse du diplexeur, les équations (III.17) et (III.19) donnant les expressions analytiques des polynômes caractéristiques du diplexeur en fonction de ceux des filtres  $TX$  et  $RX$  sont utilisées. Les coefficients de ces derniers sont optimisés itérativement pour satisfaire les contraintes imposées sur les paramètres de réflexion et de transmission du diplexeur [28].

### II.2.2. Exemples de multiplexeurs compacts réalisés

Cette méthodologie a été appliquée pour la conception et la réalisation de plusieurs diplexeurs compacts. Ici, nous présentons l'exemple d'un diplexeur publié dans [28]. Ce diplexeur est implémenté en cavités coaxiales. Cette technologie, employée généralement dans les stations de base pour les communications mobiles, a été utilisée pour réaliser un diplexeur compact à 1900 MHz avec des spécifications typiques pour l'application GSM. Ces spécifications sont résumées dans le tableau III.2 ci-dessous.

Filtre	RX	TX
Bande passante (MHz)	1845.5 -> 1915.5	1925 -> 1992
Niveau d'adaptation (dB)	22	22
Fréquence des zéros de transmission (MHz)	1830, 1928.5, 1932.1, 1942.8	1890, 1905, 1910

Tableau III.2 : spécifications requises pour les filtres *TX* et *RX* [28]

Pour satisfaire ces spécifications, la topologie de couplage présentée sur la figure III.9 a été choisie. Les deux filtres sont couplés simultanément par le port commun. Le chemin *RX* a été implémenté en utilisant 4 triplets en cascade, chacun réalisant un zéro de transmission. Le chemin *TX* a été implémenté en utilisant un triplet en cascade avec un quadruplet, ce qui permet de réaliser 3 zéros de transmission (1 avec le triplet, 2 avec le quadruplet).

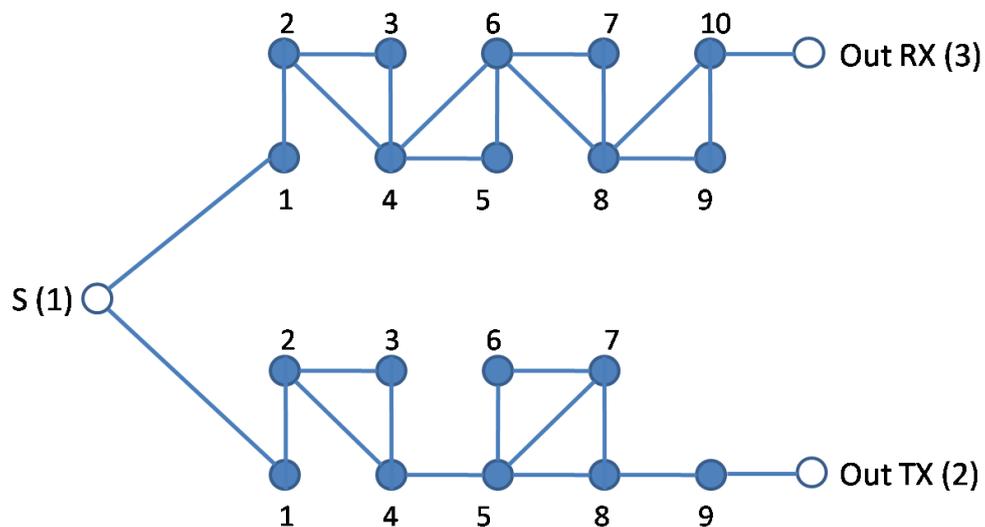


Figure III.9 : Topologie de couplage du diplexeur compact [28]

Le diplexeur a été réalisé en cavités coaxiales, et les réponses expérimentales et théoriques sont montrées sur la figure III.10.

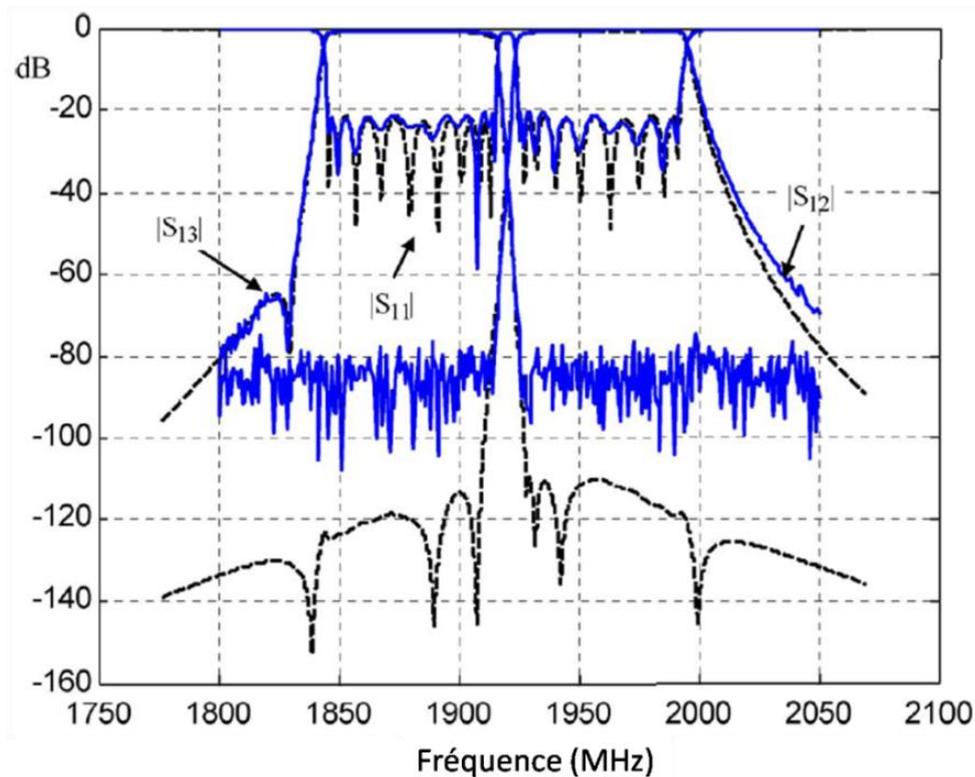


Figure III.10 : Réponses théoriques et expérimentales du diplexeur compact [28]

### **II.3. Conclusion sur l'état de l'art des multiplexeurs compacts**

Lors de cette partie, nous avons présenté les méthodes de synthèse et de conception utilisées dans la littérature pour réaliser les multiplexeurs compacts. Nous avons aussi présenté quelques exemples de prototypes validant ces méthodes.

Ces prototypes ont été implémentés en différentes technologies (résonateurs diélectriques, cavités coaxiales,...). Nous avons constaté que tous ces prototypes ont été implémentés en utilisant des résonateurs monomodes.

Notre application concerne les multiplexeurs de sortie de satellite (*OMUX*) ; or, pour ces dispositifs, les filtres de canal sont réalisés à l'aide de cavités bimodes et reliés par des jonctions en guide formant le manifold. Les cavités bimodes permettent une réduction importante du poids et de l'encombrement. De plus, cette technologie facilite la réalisation des fonctions pseudo-elliptiques ayant leurs zéros de transmission sur l'axe des fréquences, ce qui augmente la sélectivité.

Pour cela, nous avons choisi de réaliser des multiplexeurs compacts en cavités bimodes et d'évaluer le gain par rapport à un multiplexeur standard sur manifold. Ce travail est présenté dans la suite de ce manuscrit.

### III- Conception et caractérisation de diplexeurs compacts en cavités bimodes

Les multiplexeurs que nous devons réaliser dans le cadre du programme *ANR FILIPIX* coordonné par Thales Alenia Space doivent être compatibles avec les contraintes imposées pour un multiplexeur de sortie (*OMUX*) d'une charge utile de satellite de télécommunications. Comme nous l'avons précisé dans le premier chapitre, les puissances mises en jeu à ce niveau de la charge utile sont très importantes (de l'ordre de 100 W), imposant une technologie volumique. Nous avons donc choisi de réaliser les multiplexeurs en cavités bimodes (non chargées) qui est la technologie classiquement utilisée par Thales Alenia Space pour la conception de filtres d'*OMUX* (bandes *Ku* et *Ka*).

Pour évaluer les performances des multiplexeurs compacts, nous allons réaliser des diplexeurs permettant de répondre à un cahier des charges typique. Pour cela, nous allons concevoir, dans un premier temps, un diplexeur sur manifold, formé de deux filtres indépendants et intégrant des jonctions en guides d'onde, qui servira de référence.

Ensuite, nous concevrons des diplexeurs compacts, exclusivement formés de résonateurs couplés, répondant au même cahier des charges. Pour cela, plusieurs topologies de couplage, adaptées à une implémentation des diplexeurs compacts en cavités bimodes, seront étudiées. Pour chaque topologie, nous présenterons la synthèse théorique ainsi que le modèle électromagnétique. La conception sera validée par des résultats expérimentaux sur une solution étudiée.

Enfin, nous introduirons une nouvelle topologie de couplage adaptée aux diplexeurs à canaux non-adjacents et l'approche développée sera étendue à la conception de triplexeurs compacts.

On note que toutes les simulations électromagnétiques sont réalisées en utilisant le logiciel *Microwave Wizard 7.0* de *Mician*. La structure est construite par chainage de différents éléments prédéfinis dans une bibliothèque. Ces éléments sont modélisés principalement par une méthode de décomposition modale (*mode-matching*) [50] ou, pour les éléments plus complexes, par une méthode d'éléments finis. Cette méthode est relativement efficace en temps de calcul pour toutes les structures à base de guides d'ondes.

### III.1. Conception d'un diplexeur sur manifold

#### III.1.1. Cahier des charges

Dans le cadre du programme ANR FILIPIX, le cahier des charges présenté dans le tableau III.3 ci-dessous nous est proposé.

Paramètre	Spécifications
Fréquence centrale $F_c$ (MHz)	10741 et 10821
Bande passante d'un canal (MHz)	72
Puissance d'entrée (W)	100
Niveau des pertes d'insertion à $F_c$ (dB)	< 1 dB
Variations des pertes d'insertion dans la bande passante (dB)	$F_c \pm 24$ MHz 0.20 dB pp
	$F_c \pm 28$ MHz 0.25 dB pp
	$F_c \pm 32$ MHz 0.50 dB pp
	$F_c \pm 36$ MHz 1.20 dB pp
Adaptation	> 20 dB
Réjection hors bande	$F_c \pm 45$ MHz < -8.0 dB
	$F_c \pm 55$ MHz < -18.0 dB
	$F_c \pm 80$ MHz < -25.0 dB

Tableau III.3 : spécifications électriques du diplexeur

Pour dimensionner un diplexeur sur manifold respectant ce cahier des charges, il faut concevoir les filtres de canal indépendamment, puis optimiser les éléments de connexion avec la structure globale du diplexeur.

#### III.1.2. Synthèse théorique de chaque canal

La synthèse théorique (ou électrique) consiste à calculer les fonctions de transfert et les matrices de couplage de chaque filtre de canal indépendamment. Pour cela, la méthodologie de synthèse exposée dans le premier chapitre peut être utilisée.

Afin de respecter les spécifications du tableau III.3, nous avons sélectionné une fonction pseudo-elliptique symétrique d'ordre 5 avec deux zéros de transmission placés à  $\Omega = \pm 1.33$  rd/s. Les paramètres [S] de cette fonction sont donnés sur la figure III.11. Cette fonction correspond au prototype passe-bas, donc pour obtenir les réponses théoriques passe-bande des deux canaux, cette fonction peut être dé-normalisée en utilisant les paramètres suivants :

- $f_0 = 10741$  MHz et  $\Delta f = 72$  MHz pour le canal bas en fréquence.
- $f_0 = 10821$  MHz et  $\Delta f = 72$  MHz pour le canal haut en fréquence.

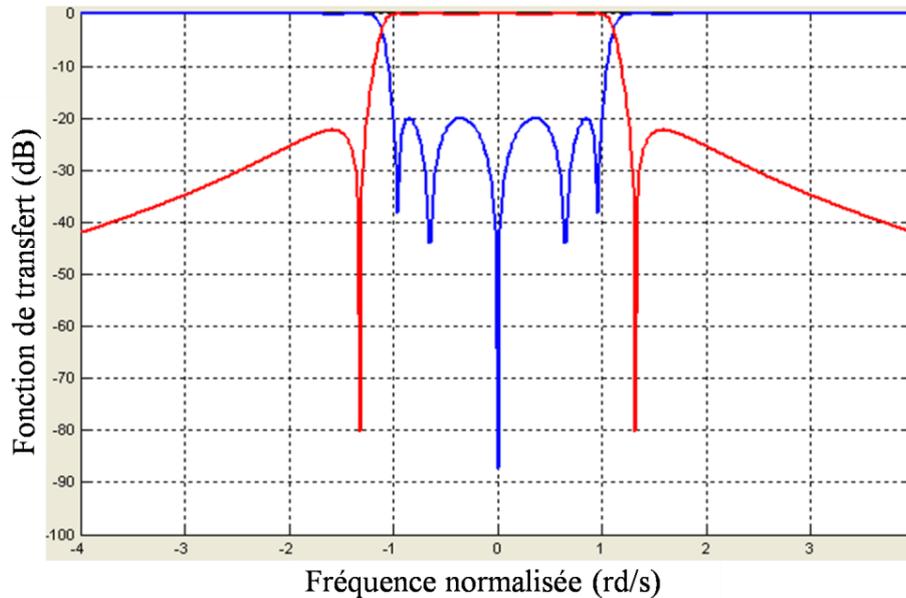


Figure III.11 : Réponse en fréquence du prototype passe-bas des deux canaux

La matrice de couplage correspondante au prototype passe-bas est donnée ci-dessous.

	<i>P1</i>	1	2	3	4	5	<i>P2</i>	
<i>P1</i>	0.0000	0.9992	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	
1	0.9992	0.0000	0.8383	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	
2	0.0000	0.8383	0.0000	0.5479	0.0000	-0.3051	0.0000	(III.20)
3	0.0000	0.0000	0.5479	0.0000	0.8024	0.0000	0.0000	
4	0.0000	0.0000	0.0000	0.8024	0.0000	0.7808	0.0000	
5	0.0000	0.0000	-0.3051	0.0000	0.7808	0.0000	0.9992	
<i>P2</i>	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.9992	0.0000	

Le diagramme de couplage correspondant à cette matrice est donné sur la figure III.12. Ce diagramme de couplage est pratique pour une implémentation en cavités bimodes. Les polarisations verticale et horizontale des différents résonateurs sont représentées sur la figure III.12. Par exemple, les résonateurs 1, 2 et 5 correspondent à une polarisation  $TE_{11y}$  et les résonateurs 3 et 4 à une polarisation  $TE_{11x}$ . Deux polarisations orthogonales peuvent être associées pour former une cavité bimode, donc la structure peut être formée de 2 cavités bimodes, une regroupant les résonateurs 2 et 3, l'autre regroupant les résonateurs 4 et 5, et d'une cavité monomode pour réaliser le premier résonateur en couplant une seule polarisation.

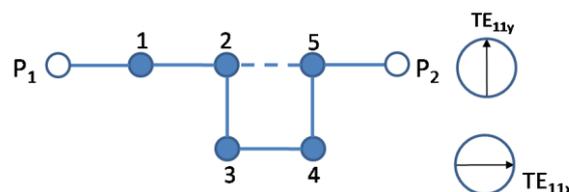


Figure III.12 : Diagramme de couplage d'un filtre de canal

### III.1.3. Conception électromagnétique d'un canal

Cette étape consiste à dimensionner les filtres de canal indépendamment. L'implémentation en cavités bimodes de la topologie de couplage de la figure III.12 est montrée sur la figure III.13.

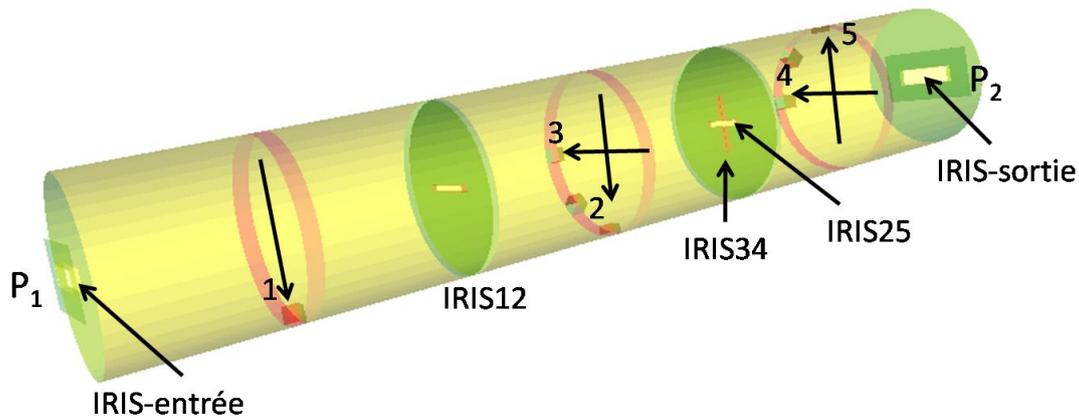
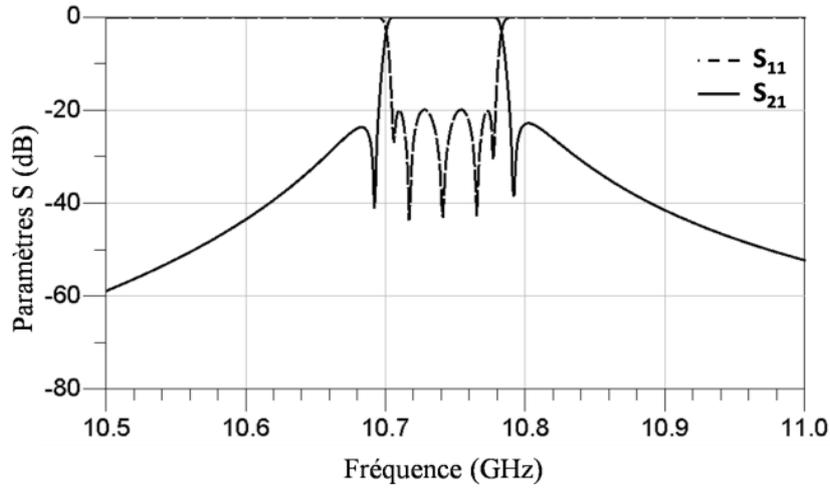


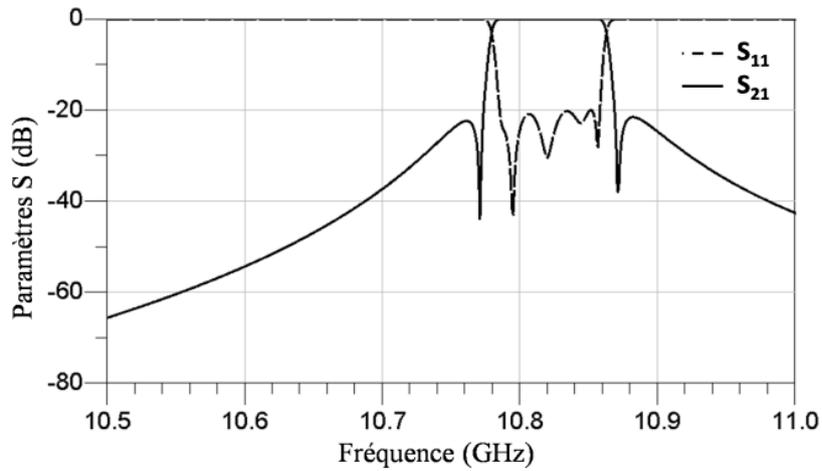
Figure III.13 : Structure électromagnétique d'un filtre de canal

Cette structure est composée, comme expliqué précédemment, d'une cavité monomode (côté  $P_1$ ), et de deux cavités bimodes. Les couplages d'entrée/sortie, ainsi que les couplages intercavités se font par les iris comme montré sur la figure III.13. Les couplages entre les deux polarisations dans les deux cavités bimodes se font grâce aux vis de couplage placées à  $45^\circ$  de celles-ci. Des vis de réglage, en face de chaque mode, sont utilisées pour régler leurs fréquences de résonance. Pour réaliser le couplage négatif  $M_{25}$ , les vis de réglage des modes 2 et 5 sont placées à  $180^\circ$  l'une de l'autre. Enfin, on note que le mode  $TE_{113}$  a été choisi pour son facteur de qualité à vide élevé (de l'ordre de 5000).

Pour dimensionner cette structure, nous avons utilisé la procédure présentée dans le premier chapitre. Les dimensions des iris, ainsi que les profondeurs des vis sont les mêmes pour les deux canaux (même matrice de couplage), seulement, les longueurs des cavités sont différentes pour réaliser le décalage en fréquence de  $80\text{ MHz}$  entre les deux canaux. Après optimisation de chaque canal, nous obtenons les réponses électromagnétiques présentées sur la figure III.14. Ces réponses respectent le cahier des charges.



(a)



(b)

Figure III.14 : Réponses électromagnétiques optimisées des deux canaux, (a) : canal du bas, (b) : canal du haut

### III.1.4. Conception électromagnétique du diplexeur

Après la conception indépendante de chaque canal, ces deux filtres sont connectés entre eux via une jonction en Té et deux tronçons de guide assurant l'adaptation entre les deux canaux. Le modèle électromagnétique du diplexeur est montré sur la figure III.15.

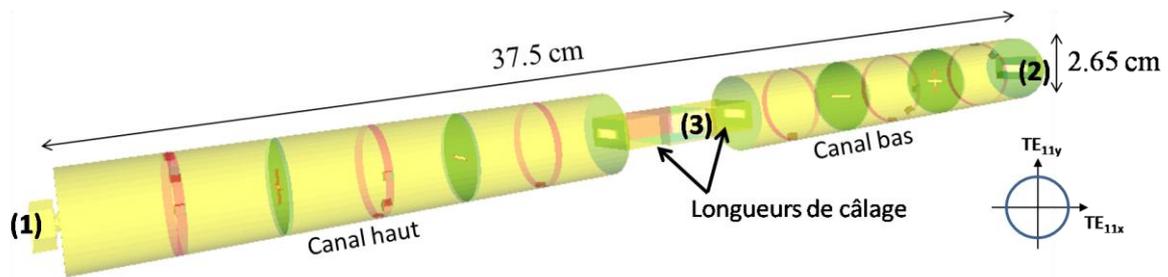


Figure III.15 : Structure électromagnétique du diplexeur sur manifold

Nous avons choisi de disposer les deux canaux sur le diplexeur de cette manière pour pouvoir comparer l’encombrement du diplexeur sur manifold au diplexeur compact implémenté en cavités bimodes disposées en ligne (voir la suite de ce chapitre).

Une fois les deux canaux montés sur le diplexeur, leurs réponses en fréquence sont modifiées. Il est donc nécessaire de ré-optimiser les dimensions géométriques des filtres, et les longueurs de calage en même temps afin de régler la réponse globale du diplexeur. Après optimisation, on obtient la réponse montrée sur la figure III.16. Le port n°3 désigne le port commun. Sur cette réponse, nous relevons 0.28 dB de pertes d’insertion pour une conductivité de 37.6 S/μm appliquée sur les parois métalliques du modèle. Les dimensions optimisées de la structure sont récapitulées dans les tableaux III.4 à III.6. Toutes les dimensions données sont en mm. Les longueurs de calage horizontales sont  $H_1 = 19.838$  mm pour le canal bas en fréquence et  $H_2 = 13.421$  mm pour le canal haut en fréquence. Ces tronçons respectent les dimensions du guide rectangulaire standard WR75 de section 19.05 mm x 9.525 mm. Le volume total du diplexeur est égal à  $37.5 \times 2.65 \times 2.65 = 263$  cm<sup>3</sup>. Ce diplexeur sert de référence pour les diplexeurs compacts que nous allons maintenant concevoir.

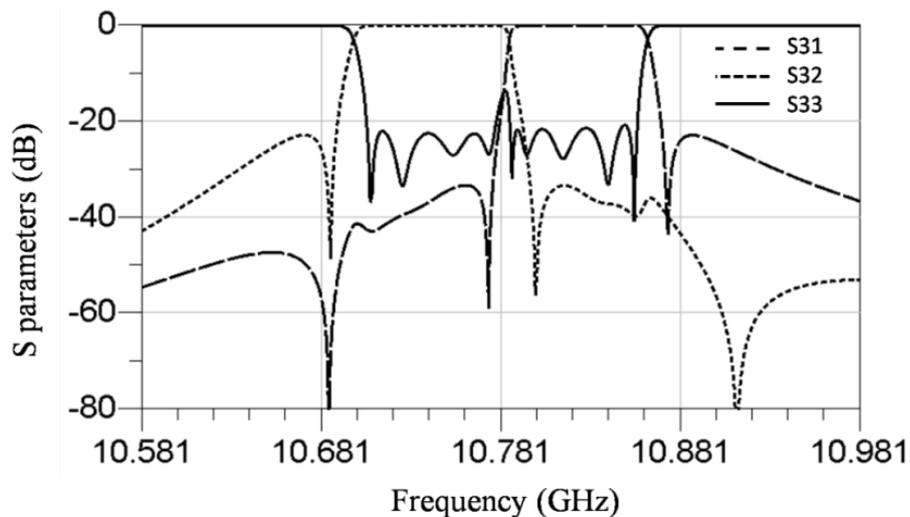


Figure III.16 : Réponse électromagnétique optimisée du diplexeur sur manifold

Canal bas en fréquence		Canal haut en fréquence	
	Longueur x largeur x épaisseur		Longueur x largeur x épaisseur
<b>IRIS-entrée</b>	10.604 x 3 x 1.02	<b>IRIS-entrée</b>	10.700 x 3 x 1.02
<b>IRIS12</b>	9.864 x 1 x 1.02	<b>IRIS12</b>	9.933 x 1 x 1.02
<b>IRIS34</b>	9.728 x 1 x 1.02	<b>IRIS34</b>	9.467 x 1 x 1.02
<b>IRIS25</b>	7.472 x 1 x 1.02	<b>IRIS25</b>	7.191 x 1 x 1.02
<b>IRIS-sortie</b>	15.027 x 3 x 1.02	<b>IRIS-sortie</b>	10.700 x 3 x 1.02

Tableau III.4 : Dimensions optimisées des iris

Canal bas en fréquence		Canal haut en fréquence	
	Rayon x enfoncement		Rayon x enfoncement
<b>VIS11</b>	1.2 x 2.57	<b>VIS11</b>	1.2 x 1.44
<b>VIS22</b>	1.2 x 1.50	<b>VIS22</b>	1.2 x 1.00
<b>VIS33</b>	1.2 x 1.90	<b>VIS33</b>	1.2 x 2.19
<b>VIS44</b>	1.2 x 3.19	<b>VIS44</b>	1.2 x 3.18
<b>VIS55</b>	1.2 x 1.01	<b>VIS55</b>	1.2 x 1.99
<b>VIS23</b>	1.2 x 2.44	<b>VIS23</b>	1.2 x 2.33
<b>VIS45</b>	1.2 x 2.96	<b>VIS45</b>	1.2 x 2.94

Tableau III.5 : Dimensions optimisées des vis

Canal bas en fréquence		Canal haut en fréquence	
	Rayon x Hauteur		Rayon x Hauteur
<b>CAVITÉ1</b>	13.25 x 51.832	<b>CAVITÉ1</b>	13.25 x 51.059
<b>CAVITÉ23</b>	13.25 x 52.694	<b>CAVITÉ23</b>	13.25 x 51.993
<b>CAVITÉ45</b>	13.25 x 51.890	<b>CAVITÉ45</b>	13.25 x 51.290

Tableau III.6 : Dimensions optimisées des cavités

Le principe des notations est le même que celui du tableau II.3 (page 62).

## III.2. Première topologie du diplexeur compact

### III.2.1. Synthèse du circuit équivalent

#### *III.2.1.1. Topologie de couplage*

La première topologie de couplage utilisée pour concevoir le diplexeur compact est présentée ci-dessous.

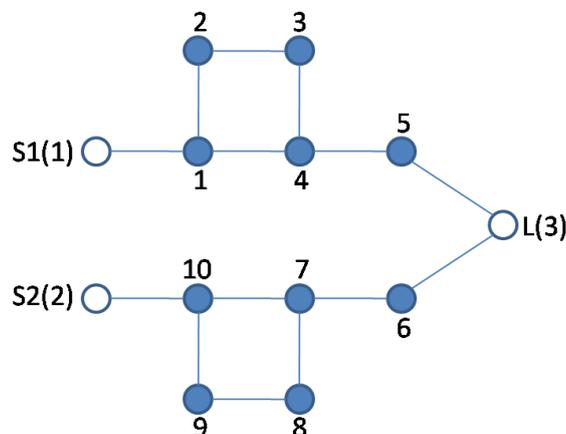


Figure III.17 : Première topologie de couplage du diplexeur compact

Cette topologie est directement inspirée de la structure d'un diplexeur sur manifold. En effet, les deux filtres de canal (résonateurs 1 à 5, et résonateurs 6 à 10) sont indépendants. Seulement, la jonction en T et les tronçons de guide reliant les deux canaux dans le cas du diplexeur sur manifold sont remplacés ici par un simple couplage. En effet, le port commun «  $L$  » excite 2 résonateurs simultanément (résonateurs 5 et 6).

### III.2.1.2. Méthode d'optimisation utilisée

Afin de calculer les valeurs des couplages qui permettent de réaliser une fonction de transfert répondant au cahier des charges, nous avons suivi une méthodologie d'optimisation de la matrice de couplage [30]-[32] proche de celle expliquée dans le paragraphe II.1 de ce chapitre. Pour cela, nous avons considéré le circuit équivalent passe-bande de cette topologie (dont la forme générale est donnée sur la figure III.2). Les éléments de ce circuit équivalent peuvent être paramétrés en fonction de la matrice de couplage normalisée. Nous avons donc programmé ces équations sous le logiciel *Agilent ADS* afin d'optimiser le circuit équivalent passe-bande paramétré par les éléments de la matrice de couplage. De cette façon, après l'optimisation, nous obtenons directement la matrice de couplage normalisée qu'on utilisera pour le dimensionnement de la structure électromagnétique.

#### 1. Initialisation

La matrice de couplage généralisée (sous entendue du diplexeur) est normalisée par rapport à la fréquence centrale  $f_0 = 10781 \text{ MHz}$  et la bande passante  $\Delta f = 72 \text{ MHz}$  qui correspond à la bande passante d'un canal.

Pour chaque canal, nous initialisons les éléments de la matrice de couplage généralisée par les valeurs de la matrice de couplage de chaque canal (équation III.20). De plus, pour tenir compte des décalages fréquentiels entre les deux canaux, nous initialisons les éléments diagonaux ( $M_{ii}$ ) à 1.11 pour le canal haut en fréquence et à -1.11 pour le canal bas en fréquence. Ces valeurs correspondent aux valeurs normalisées des fréquences centrales des canaux bas et haut valant  $f_1 = 10741 \text{ MHz}$  et  $f_2 = 10821 \text{ MHz}$ , respectivement. La matrice de couplage initiale du diplexeur, normalisée ainsi, s'écrit donc :

	S1	S2	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	L
S1	0.000	0.000	0.999	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
S2	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.9992	0.000
1	0.999	0.000	1.110	0.781	0.000	-0.305	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
2	0.000	0.000	0.781	1.110	0.802	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
3	0.000	0.000	0.000	0.802	1.110	0.548	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
4	0.000	0.000	-0.305	0.000	0.548	1.110	0.838	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
5	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.838	1.110	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.999
6	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	-1.110	0.838	0.000	0.000	0.000	0.999
7	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.838	-1.110	0.548	0.000	-0.305	0.000
8	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.548	-1.110	0.802	0.000	0.000	0.000
9	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.802	-1.110	0.781	0.000	0.000
10	0.000	0.999	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	-0.305	0.000	0.781	-1.110	0.000
L	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.999	0.999	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000

(III.21)

## 2. Optimisation

Les paramètres de cette matrice sont ensuite optimisés à l'aide du logiciel *Agilent ADS* pour obtenir une réponse en fréquence du diplexeur qui respecte le cahier des charges. Les différentes spécifications du cahier des charges (adaptation, réjection hors bande,...) sont définies comme buts d'optimisation à poids égaux. Les méthodes d'optimisation de type gradient et quasi-Newton ont été utilisées. Après optimisation, la réponse en fréquence obtenue est donnée sur la figure III.18. La matrice de couplage correspondante (normalisée par rapport à  $f_0 = 10781 \text{ MHz}$  et  $\Delta f = 72 \text{ MHz}$ ) est donnée ci-dessous :

	S1	S2	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	L
S1	0.000	0.000	1.054	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
S2	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.054	0.000
1	1.054	0.000	1.100	0.826	0.000	-0.305	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
2	0.000	0.000	0.826	1.056	0.809	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
3	0.000	0.000	0.000	0.809	1.130	0.542	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
4	0.000	0.000	-0.305	0.000	0.542	1.200	0.792	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
5	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.792	1.595	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.040
6	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	-1.595	0.792	0.000	0.000	0.000	1.040
7	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.792	-1.200	0.542	0.000	-0.305	0.000
8	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.542	-1.130	0.809	0.000	0.000	0.000
9	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.809	-1.056	0.826	0.000	0.000
10	0.000	1.054	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	-0.305	0.000	0.826	-1.100	0.000
L	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.040	1.040	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000

(III.22)

On note qu'une symétrie entre les deux canaux a été imposée durant l'optimisation, d'autant plus que les spécifications électriques sont symétriques. Par conséquent, nous avons une symétrie dans les fréquences de résonance des différents résonateurs :  $M_{11} = -M_{1010}$ ,  $M_{22} = -M_{99}$ ,  $M_{33} = -M_{88}$ ,  $M_{44} = -M_{77}$ ,  $M_{55} = -M_{66}$ , et dans les couplages :  $M_{12} = M_{910}$ ,  $M_{14} = M_{710}$ ,  $M_{23} = M_{89}$ ,  $M_{34} = M_{78}$ ,  $M_{45} = M_{67}$ ,  $M_{(S1,1)} = M_{(S2,10)}$ ,  $M_{(5,L)} = M_{(6,L)}$ .

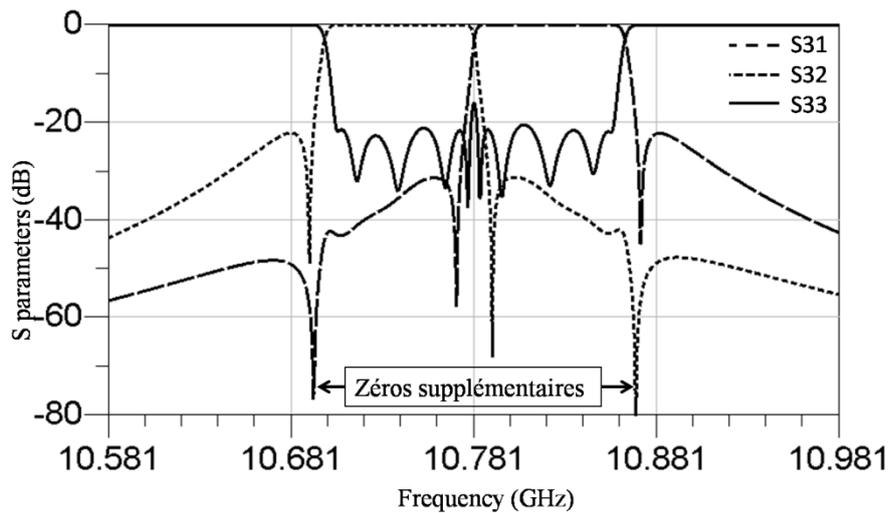


Figure III.18 : Réponse circuit optimisée de la première topologie de couplage du diplexeur compact

On constate sur cette réponse que nous avons un zéro de transmission supplémentaire par canal. Ces zéros provenant du couplage entre canaux, via la source, participent à l'amélioration de l'isolation entre les deux canaux.

### III.2.2. Conception électromagnétique

#### III.2.2.1. Implémentation en cavités bimodes

Afin d'implémenter la topologie de couplage de la figure III.17 en cavités bimodes, un arrangement adéquat des résonateurs est réalisé comme présenté sur la figure III.19. Les deux canaux sont placés l'un à la suite de l'autre en regroupant les résonateurs 5 et 6 dans une cavité bimode.

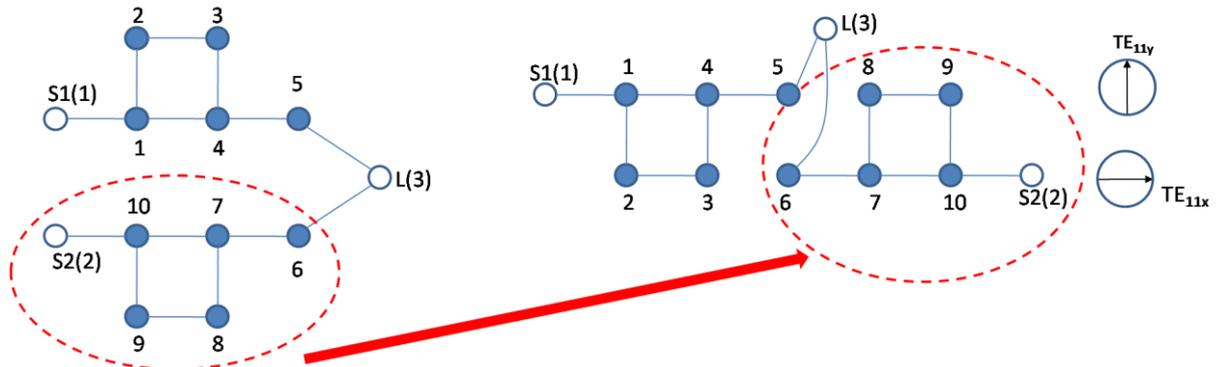


Figure III.19 : Topologie de couplage adaptée à une implémentation en cavités bimodes

La structure électromagnétique correspondant à cette topologie est montrée sur la figure III.20. La réalisation des couplages est basée sur le même principe que celui des filtres de canal (figure III.13).

On note que pour exciter simultanément les deux résonances 5 et 6 dans la cavité du milieu, l'iris de sortie (représenté sur la figure III.20 par la lettre «  $L$  ») est placé à  $45^\circ$  des deux polarisations  $TE_{11x}$  et  $TE_{11y}$ .

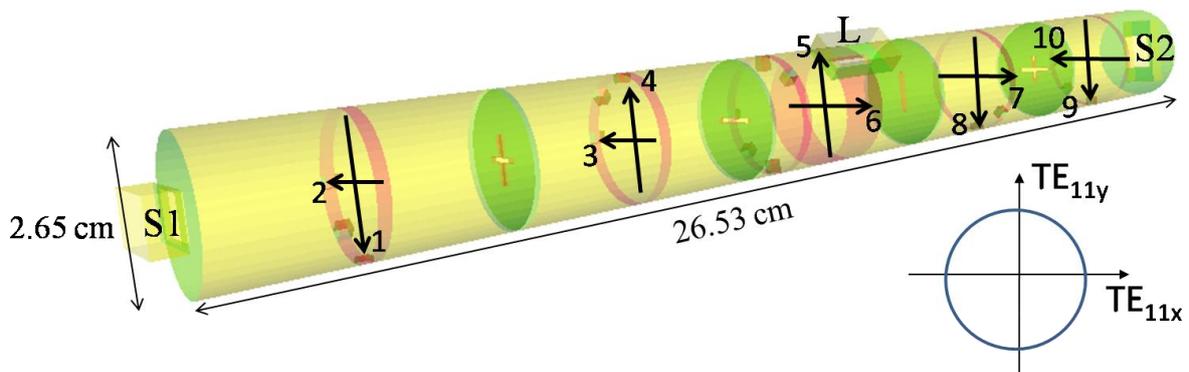


Figure III.20 : Structure électromagnétique du diplexeur compact (première topologie)

Par ailleurs, pour réduire la sensibilité de la structure et faciliter son réglage, les vis dans la cavité du milieu et l'iris de sortie ne sont pas placés sur le même maximum de champ du mode  $TE_{113}$ . Ce principe a été présenté sur la figure II.25.

### III.2.2.2. Dimensionnement

Pour dimensionner cette structure, nous ne disposons pas d'outil d'identification contrairement à un filtre possédant 2 accès. Nous avons donc procédé par segmentation, pour considérer des structures plus simples à régler (notamment par identification à un filtre à 2 accès) avant de les assembler et optimiser finalement le diplexeur complet.

#### 1. Dimensionnement des filtres de canal indépendamment

Chaque canal a été dimensionné indépendamment en considérant la partie de la structure correspondante à ce canal (résonateurs constituant le canal) et en remplaçant l'autre partie par un plan métallique parfait ( $CCE$ ). De plus, l'iris de sortie «  $L$  » est tourné pour n'exciter qu'une polarisation : la polarisation  $TE_{11x}$  correspondant au résonateur 6 pour le canal bas et la polarisation  $TE_{11y}$  correspondant au résonateur 5 pour le canal haut.

Pour clarifier cette technique, nous donnons, sur la figure III.21, la structure électromagnétique et le diagramme de couplage du segment utilisé pour initialiser les dimensions du canal bas en fréquence.

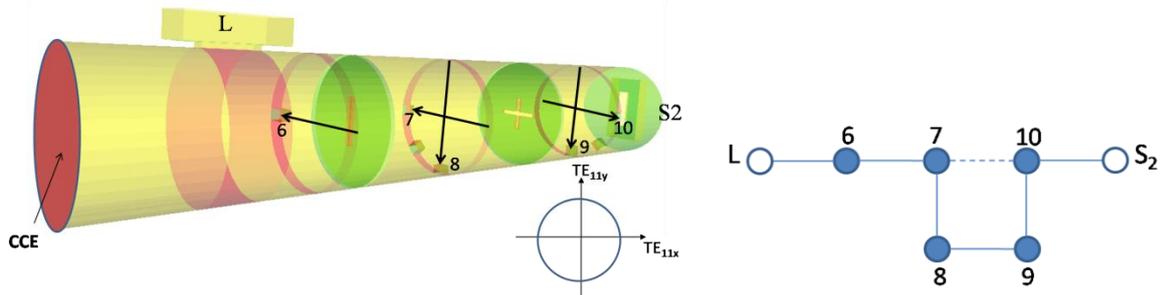


Figure III.21 : Canal bas en fréquence : (a) structure électromagnétique (b) diagramme de couplage

On peut voir sur la figure III.21(a) que l'iris de sortie «L» n'est plus à  $45^\circ$  des deux polarisations  $TE_{11x}$  et  $TE_{11y}$ , mais placé de façon à exciter seulement le mode 6. Cette disposition de l'iris de sortie est indispensable pour pouvoir identifier la matrice de couplage de ce segment. En effet, dans ce cas, son diagramme de couplage correspondant, montré sur la figure III.21(b), est identifiable à une fonction d'ordre 5 avec deux zéros de transmission, et la matrice de couplage identifiée est comparée à la deuxième moitié de la matrice de couplage généralisée (III.22). La réponse en fréquence de ce segment, comparée à celle correspondant à la deuxième moitié de la matrice de couplage généralisée, est montrée sur la figure III.22.

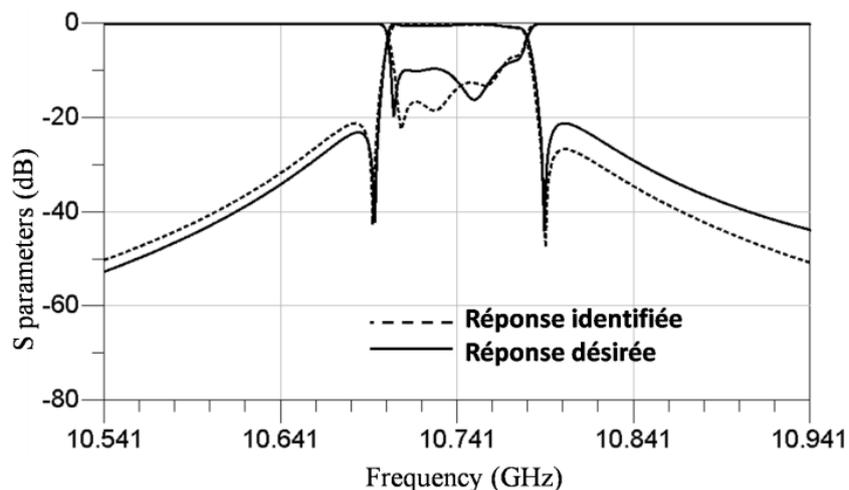


Figure III.22 : Réponse EM identifiée et réponse désirée du canal bas en fréquence

La même procédure a été suivie pour dimensionner le canal haut en fréquence (résonateurs de 1 à 5). Seulement, dans ce cas, la matrice de couplage identifiée est comparée à la première moitié de la matrice de couplage généralisée (III.22).

Ce dimensionnement permet donc d’initialiser les dimensions de la structure électromagnétique du diplexeur (figure III.20). Toutefois, on note que le dimensionnement de la cavité du milieu doit être effectué, car durant la segmentation l’iris de sortie est placé pour exciter une seule polarisation à chaque fois (la polarisation correspondant au résonateur 6 pour le canal bas, et celle correspondant au résonateur 5 pour le canal haut). Or, dans la structure du diplexeur (figure III.20), cet iris est placé à  $45^\circ$  des deux polarisations pour les exciter simultanément. Il est donc nécessaire d’initialiser les dimensions de la cavité du milieu lorsque l’iris de sortie est placé à  $45^\circ$  des deux polarisations.

## 2. Dimensionnement de la cavité du milieu

Le segment considéré, ainsi que son diagramme de couplage sont donnés sur la figure III.23. On peut voir que des vis diamétralement opposées aux vis habituellement utilisées ont été ajoutées pour symétriser la structure et réduire les enfoncements des vis.

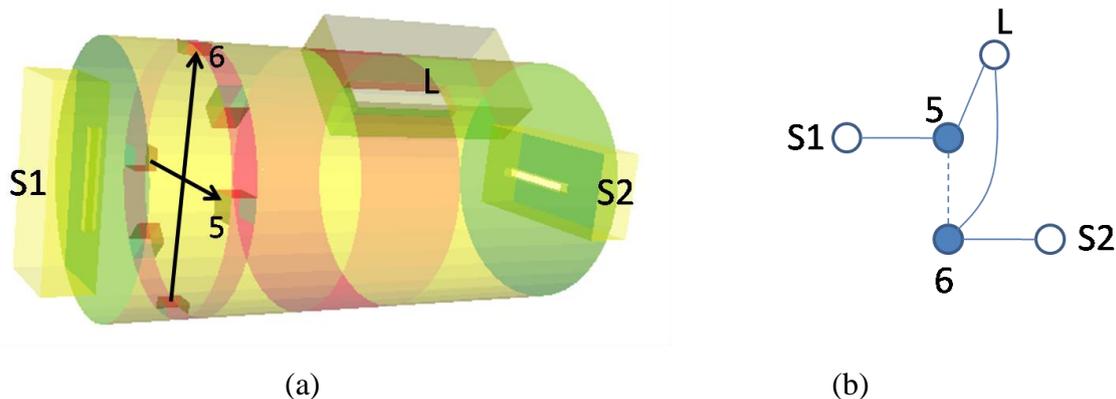


Figure III.23 : Cavité du milieu : (a) structure EM, (b) diagramme de couplage

La réponse électromagnétique de cette structure est identifiée à la réponse de son circuit équivalent en utilisant l’optimiseur du logiciel circuit *ADS Agilent*. Les dimensions de l’iris et de la cavité de sortie, ainsi que les enfoncements des vis sont optimisées pour réaliser les valeurs désirées de la matrice de couplage généralisée (III.22).

Le couplage  $M_{56}$  entre polarisation doit être nul dans la structure. Cependant, la dissymétrie due aux fréquences de résonance différentes des 2 polarisations crée un couplage parasite entre elles. Pour compenser ce couplage, deux vis diamétralement opposées sont introduites à  $45^\circ$  des deux polarisations. Pour ne pas interférer avec l’iris de couplage, ces vis sont placées sur un autre maximum de champ (cf. figure III.23).

### 3. Dimensionnement du diplexeur

Après cette étape de segmentation, la structure globale du diplexeur (figure III.20) est analysée, et la réponse montrée sur la figure III.24 est obtenue.

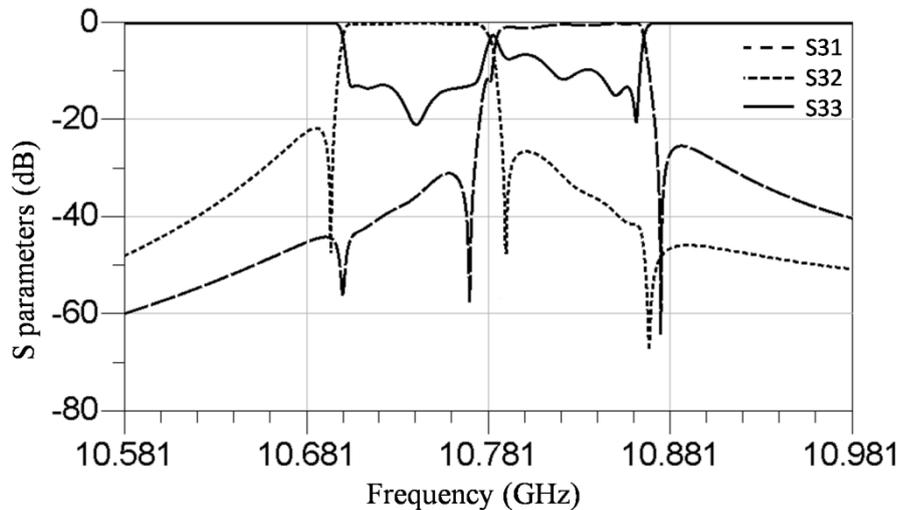


Figure III.24 : Réponse EM du diplexeur après segmentation (première topologie)

Cette réponse est proche de celle attendue, ce qui prouve la précision de la méthode de segmentation employée. Une optimisation finale reste nécessaire pour améliorer l'adaptation dans la bande passante afin de respecter le cahier des charges. Cette optimisation est réalisée grâce à l'optimiseur de type gradient du logiciel *Microwave Wizard 7.0*. La réponse après optimisation est donnée sur la figure III.25 ci-dessous.

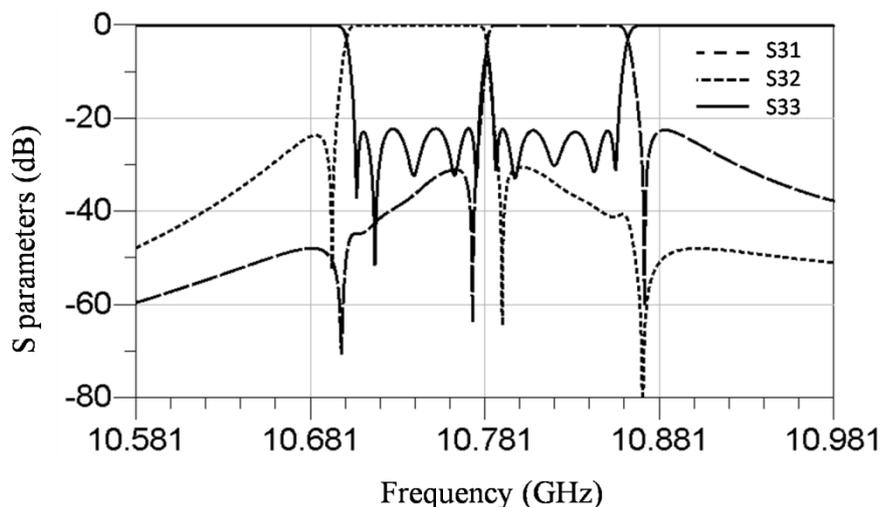


Figure III.25 : Réponse EM du diplexeur après optimisation (première topologie)

Sur cette réponse, nous relevons  $0.27 \text{ dB}$  de pertes d'insertion pour une conductivité de  $37.6 \text{ S}/\mu\text{m}$  appliquée sur les parois de la structure. Les dimensions optimisées de la structure sont récapitulées dans les tableaux III.7 à III.9. Toutes les dimensions données sont en  $\text{mm}$ . Le

volume total du diplexeur optimisé est égal à  $26.5 \times 2.65 \times 2.65 = 186 \text{ cm}^3$ . En comparant avec celui du diplexeur classique, nous notons une réduction de 29% en volume pour les mêmes performances électriques, ce qui est très intéressant, surtout pour des applications dans le domaine spatial.

Canal haut en fréquence		Canal bas en fréquence	
	Longueur x largeur x épaisseur		Longueur x largeur x épaisseur
<b>IRIS-entrée</b>	9.753 x 8 x 1.02	<b>IRIS-entrée</b>	9.706 x 8 x 1.02
<b>IRIS14</b>	7.383 x 1 x 1.02	<b>IRIS710</b>	7.750 x 1 x 1.02
<b>IRIS23</b>	9.518 x 1 x 1.02	<b>IRIS89</b>	9.682 x 1 x 1.02
<b>IRIS45</b>	9.495 x 1 x 1.02	<b>IRIS67</b>	9.688 x 1 x 1.02
<b>IRIS-sortie</b> : 10.984 x 3 x 1.02			

Tableau III.7 : Dimensions optimisées des iris (première topologie)

Canal haut en fréquence		Canal bas en fréquence	
	Rayon x enfoncement		Rayon x enfoncement
<b>VIS11</b>	1.2 x 1.11	<b>VIS1010</b>	1.2 x 1.81
<b>VIS22</b>	1.2 x 2.24	<b>VIS99</b>	1.2 x 2.49
<b>VIS33</b>	1.2 x 1.77	<b>VIS88</b>	1.2 x 2.15
<b>VIS44</b>	1.2 x 1.00	<b>VIS77</b>	1.2 x 1.73
<b>VIS55</b>	1.2 x 1.65	<b>VIS66</b>	1.2 x 3.15
<b>VIS55-sym</b>	1.2 x 1.00	<b>VIS66-sym</b>	1.2 x 3.08
<b>VIS12</b>	1.2 x 2.75	<b>VIS78</b>	1.2 x 2.34
<b>VIS34</b>	1.2 x 2.26	<b>VIS910</b>	1.2 x 2.80
<b>VIS56</b> : 1.2 x 3.13 , <b>VIS56-sym</b> : 1.2 x 2.77			

Tableau III.8 : Dimensions optimisées des vis (première topologie)

Canal haut en fréquence		Canal bas en fréquence	
	Rayon x Hauteur		Rayon x Hauteur
<b>CAVITÉ12</b>	13.25 x 51.309	<b>CAVITÉ910</b>	13.25 x 51.854
<b>CAVITÉ34</b>	13.25 x 52.120	<b>CAVITÉ78</b>	13.25 x 52.674
<b>CAVITÉ56</b> : 13.25 x 52.120			

Tableau III.9 : Dimensions optimisées des cavités (première topologie)

### **III.3. Seconde topologie du diplexeur compact**

#### **III.3.1. Synthèse du circuit équivalent**

##### *III.3.1.1. Topologie de couplage*

Comme nous avons pu le constater, le dimensionnement du diplexeur compact dans la première topologie est délicat. En effet, pour coupler simultanément les deux polarisations de

la cavité du milieu par l'iris de sortie sans les coupler entre elles, un réglage de cette cavité doit être réalisé.

Pour simplifier le dimensionnement et réduire la sensibilité du diplexeur compact par rapport aux éventuelles tolérances de fabrication, nous proposons une nouvelle topologie. La particularité de cette topologie, présentée sur la figure III.26, repose sur le fait que le port commun n'excite qu'un résonateur.

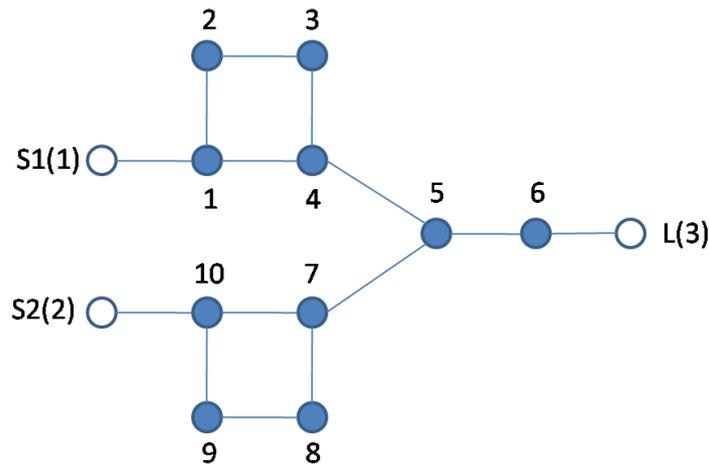


Figure III.26 : Seconde topologie de couplage du diplexeur compact

On peut voir que les résonateurs 5 et 6 sont communs aux deux voies, et que le port commun «  $L$  » excite seulement le résonateur 6.

### III.3.1.2. Optimisation des couplages

La méthode d'optimisation utilisée pour calculer la matrice de couplage généralisée dans la première topologie a été employée pour cette nouvelle topologie. Les paramètres de normalisation de la matrice de couplage généralisée sont toujours les mêmes, à savoir une fréquence centrale  $f_0 = 10781 \text{ MHz}$  et une bande passante  $\Delta f = 72 \text{ MHz}$ .

La matrice de couplage obtenue après optimisation est donnée ci-dessous.

	S1	S2	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	L
S1	0.000	0.000	1.247	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
S2	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.247	0.000
1	1.247	0.000	1.102	1.014	0.000	-0.324	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
2	0.000	0.000	1.014	1.102	0.820	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
3	0.000	0.000	0.000	0.820	1.077	0.537	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
4	0.000	0.000	-0.324	0.000	0.537	0.962	0.840	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
5	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.840	-0.020	1.555	0.840	0.000	0.000	0.000	0.000
6	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.555	-0.011	0.000	0.000	0.000	0.000	1.274
7	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.840	0.000	-0.962	0.537	0.000	-0.324	0.000
8	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.537	-1.077	0.820	0.000	0.000
9	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.820	-1.102	1.014	0.000
10	0.000	1.247	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	-0.324	0.000	1.014	-1.102	0.000
L	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.274	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000

(III.23)

On constate que les deux résonateurs 5 et 6 résonnent à la fréquence de normalisation  $f_0$  ( $M_{55} \cong M_{66} \cong 0$ ), et que le couplage entre ces deux résonateurs ( $M_{56}$ ) est proche du double des autres couplages dans la matrice. Ceci est expliqué par le fait que les deux résonateurs 5 et 6 sont communs aux deux canaux, par conséquent, ce couplage « voit » la bande globale du diplexeur (152 MHz).

Comme dans le cas de la première topologie, nous avons une symétrie dans les fréquences de résonance :  $M_{11}=-M_{1010}$ ,  $M_{22}=-M_{99}$ ,  $M_{33}=-M_{88}$ ,  $M_{44}=-M_{77}$ , et dans les couplages :  $M_{12}=M_{910}$ ,  $M_{14}=M_{710}$ ,  $M_{23}=M_{89}$ ,  $M_{34}=M_{78}$ ,  $M_{45}=M_{57}$ ,  $M_{(S1,1)}=M_{(S2,10)}$ . La réponse du circuit optimisée correspondant à cette matrice (III.23) est donnée sur la figure III.27.

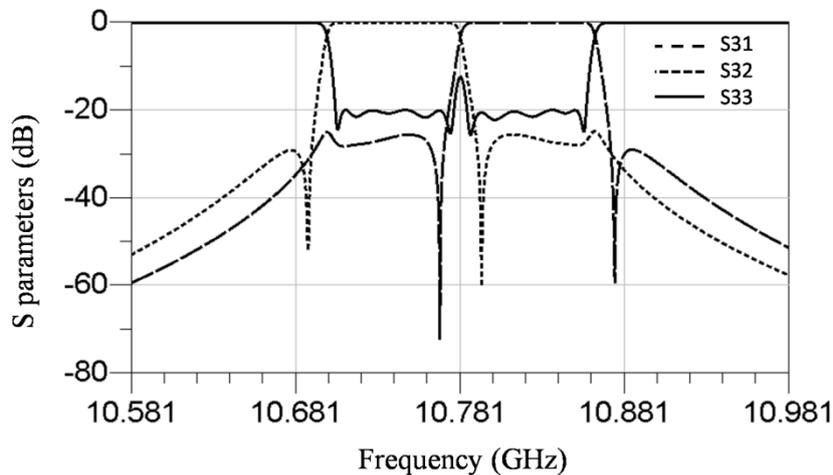


Figure III.27 : Réponse circuit optimisée de la seconde topologie de couplage du diplexeur compact

Cette réponse respecte le cahier des charges. Cependant, en comparant avec celle de la première topologie (cf. figure III.18), on constate que les deux zéros de transmission supplémentaires ont disparus sur l'axe des fréquences. Théoriquement [28], ces zéros de

transmission existent puisque les canaux sont couplés, mais ces zéros, placés dans le plan complexe ne sont pas maîtrisés dans cette topologie de couplage (ni dans la précédente bien qu'ils soient plus favorables en terme de sélectivité). Intuitivement, cela peut être expliqué par le fait que les deux canaux sont physiquement moins isolés dans le cas de la seconde topologie. En effet, ces canaux ont deux résonateurs en commun, qui résonnent à la fréquence centrale du diplexeur  $f_0$ .

### III.3.2. Conception électromagnétique

#### III.3.2.1. Implémentation en cavités bimodes

Comme pour la première topologie, pour implémenter la topologie de couplage en cavités bimodes, un arrangement adéquat des résonateurs est réalisé (voir figure III.28).

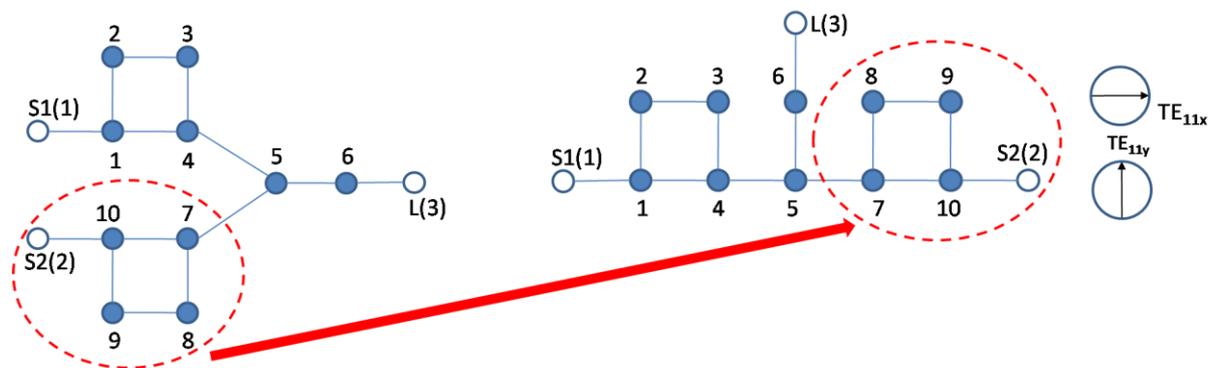


Figure III.28 : Topologie de couplage adaptée à une implémentation en cavités bimodes

La structure *EM* correspondant à cette topologie est montrée sur la figure III.29. En comparant avec celle de la première topologie (cf. figure III.20), on constate que l'iris de sortie (représenté sur la figure III.29 par la lettre « L ») n'est plus à  $45^\circ$  des deux polarisations  $TE_{11x}$  et  $TE_{11y}$ , ce qui devrait simplifier le dimensionnement du diplexeur dans cette topologie.

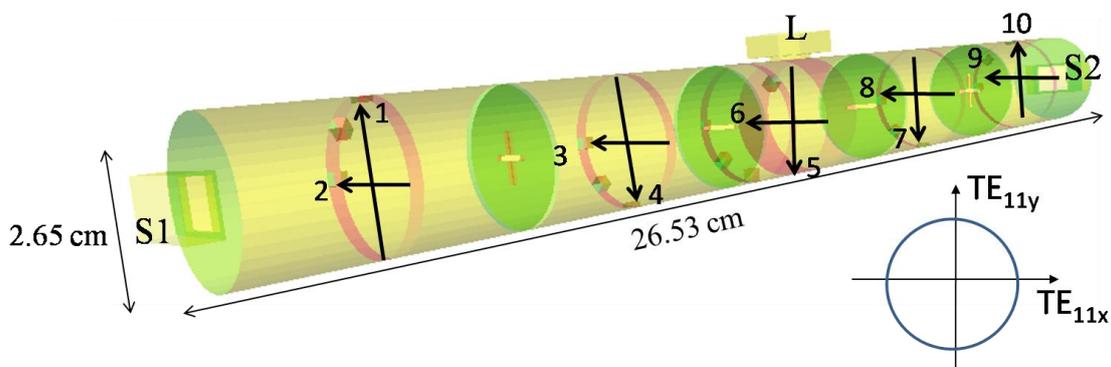


Figure III.29 : Structure électromagnétique du diplexeur compact (seconde topologie)

III.3.2.1. Dimensionnement

Pour dimensionner la structure de la figure III.29, nous avons procédé comme précédemment par segmentation.

**1. Dimensionnement indépendant des canaux**

Chaque canal a été dimensionné indépendamment en considérant la partie de la structure correspondant à ce canal, et en remplaçant l'iris couplant l'autre canal par un plan métallique parfait (CCE). Par exemple, le segment correspondant au canal bas en fréquence est obtenu en prenant la partie droite de la structure complète (figure III.29).

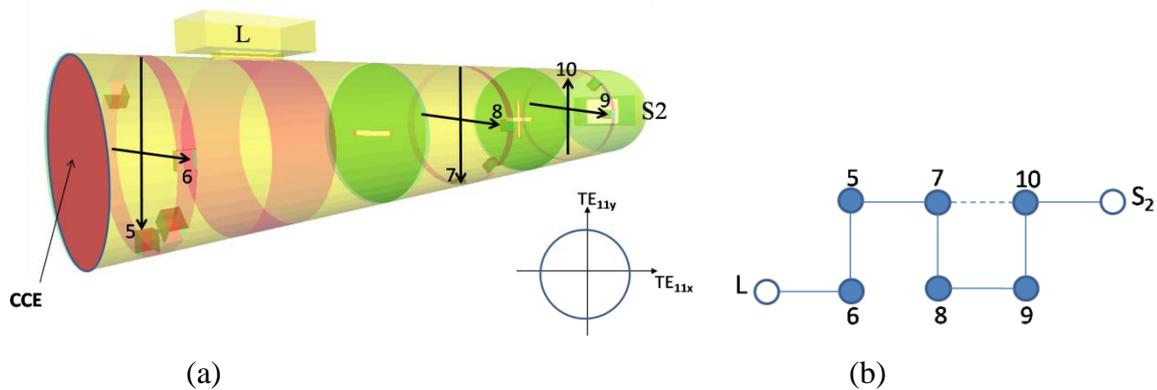


Figure III.30 : Canal bas en fréquence : (a) structure EM (b) diagramme de couplage

On précise qu'aucune rotation de l'iris de sortie n'est nécessaire dans chaque cas. Le diagramme de couplage correspondant à ce segment est montré sur la figure III.30(b). La réponse EM de ce segment est identifiée à une fonction d'ordre 6 avec deux zéros de transmission, et la matrice de couplage obtenue est comparée à la deuxième moitié de la matrice de couplage généralisée (III.23). Les deux réponses sont données sur la figure III.31.

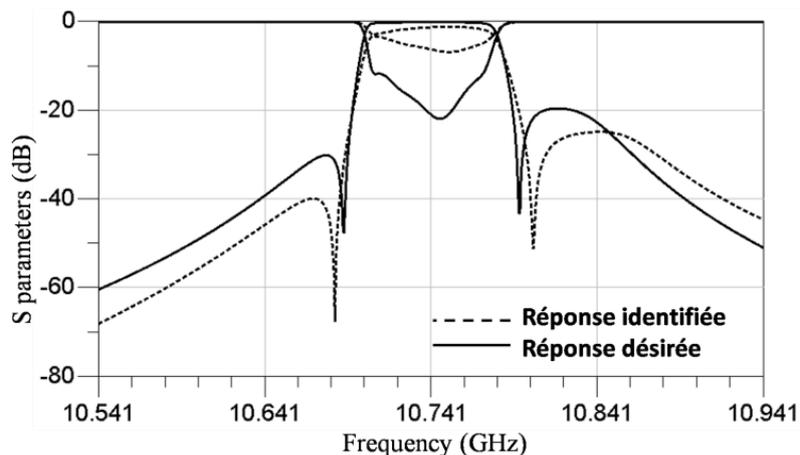


Figure III.31 : Réponse EM identifiée et réponse désirée du canal bas en fréquence

La même procédure a été suivie pour dimensionner le canal haut en fréquence (résonateurs de 1 à 6). Seulement, dans ce cas, la matrice de couplage identifiée est comparée à la première moitié de la matrice de couplage généralisée (III.23). La réponse simulée de ce segment, comparée à celle correspondant à la première moitié de la matrice de couplage généralisée (III.23), est donnée sur la figure III.32 ci-dessous.

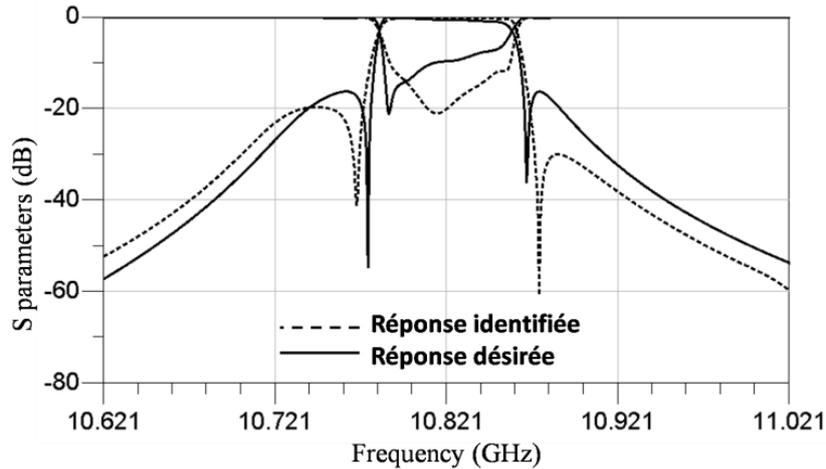


Figure III.32 : Réponse *EM* identifiée et réponse désirée du canal haut en fréquence

## 2. Optimisation du diplexeur

Cette étape de segmentation a donc permis d’initialiser les dimensions du diplexeur. En simulant la structure électromagnétique de la figure III.29 avec ces dimensions, on obtient la réponse donnée sur la figure III.33.

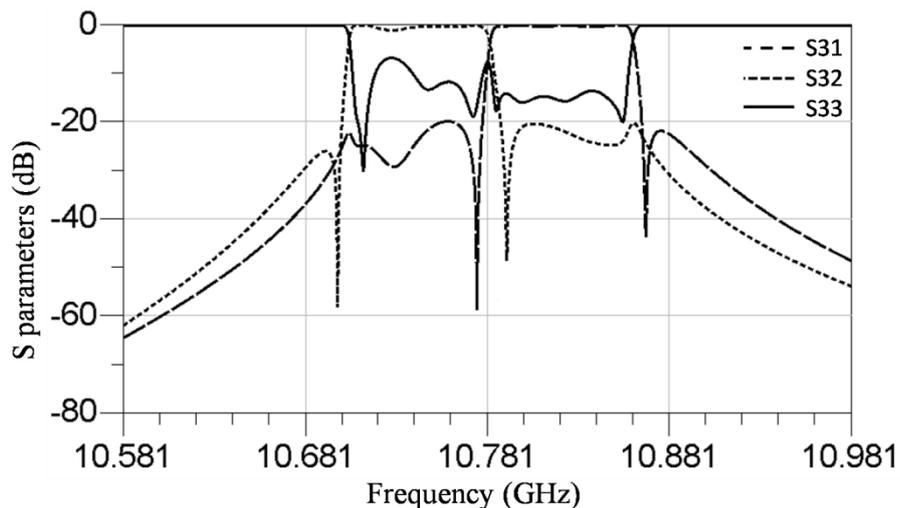


Figure III.33 : Réponse *EM* du diplexeur après segmentation (seconde topologie)

Cette réponse est proche de celle attendue, ce qui montre la précision de la méthode de segmentation utilisée. Une optimisation finale réalisée grâce à l’optimiseur de type gradient

du logiciel *Microwave Wizard 7.0* permet d'améliorer l'adaptation dans la bande passante afin de respecter le cahier des charges. La réponse après optimisation est donnée sur la figure III.34.

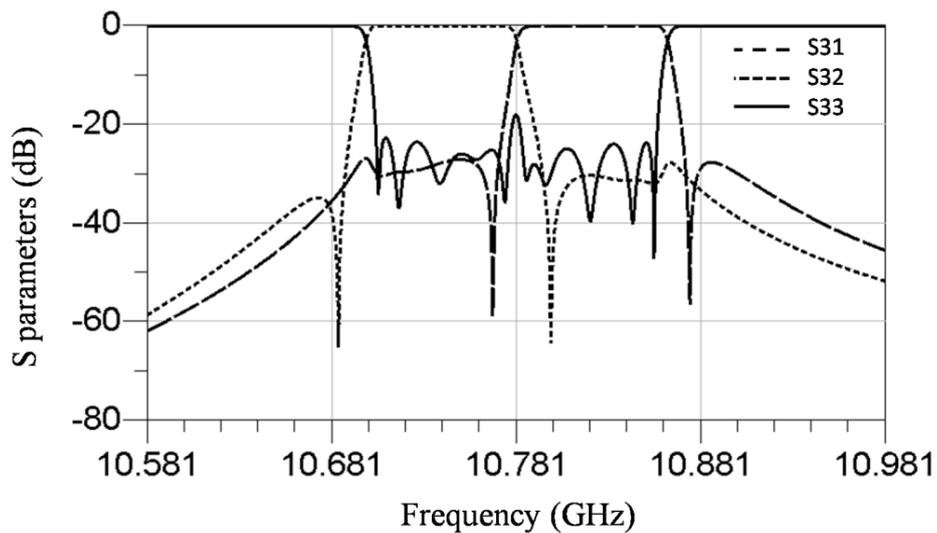


Figure III.34 : Réponse EM du diplexeur après optimisation (seconde topologie)

Sur cette réponse, nous relevons  $0.27 \text{ dB}$  de pertes d'insertion pour une conductivité de  $37.6 \text{ S}/\mu\text{m}$  appliquée sur les parois métalliques. Les dimensions optimisées de la structure sont récapitulées dans les tableaux III.10 à III.12. Toutes les dimensions données sont en *mm*. Le volume total du diplexeur optimisé dans cette topologie est le même que celui de la première topologie, soit  $26.5 \times 2.65 \times 2.65 = 186 \text{ cm}^3$ . En comparant avec celui du diplexeur classique, les deux diplexeurs compacts permettent donc une réduction de 29% en volume.

Canal haut en fréquence		Canal bas en fréquence	
	Longueur x largeur x épaisseur		Longueur x largeur x épaisseur
<b>IRIS-entrée</b>	9.751 x 8 x 1.02	<b>IRIS-entrée</b>	9.953 x 8 x 1.02
<b>IRIS14</b>	7.500 x 1 x 1.02	<b>IRIS710</b>	7.200 x 1 x 1.02
<b>IRIS23</b>	9.584 x 1 x 1.02	<b>IRIS89</b>	9.621 x 1 x 1.02
<b>IRIS45</b>	9.786 x 1 x 1.02	<b>IRIS57</b>	9.975 x 1 x 1.02
<b>IRIS-sortie</b> : 11.056 x 3 x 1.02			

Tableau III.10 : Dimensions optimisées des iris (seconde topologie)

Canal haut en fréquence		Canal bas en fréquence	
	Rayon x enfoncement		Rayon x enfoncement
<b>VIS11</b>	1.2 x 1.00	<b>VIS1010</b>	1.2 x 1.81
<b>VIS22</b>	1.2 x 2.16	<b>VIS99</b>	1.2 x 2.49
<b>VIS33</b>	1.2 x 1.69	<b>VIS88</b>	1.2 x 2.15
<b>VIS44</b>	1.2 x 1.00	<b>VIS77</b>	1.2 x 1.73
<b>VIS12</b>	1.2 x 2.75	<b>VIS78</b>	1.2 x 2.34
<b>VIS34</b>	1.2 x 2.26	<b>VIS910</b>	1.2 x 2.80
<b>VIS56</b> : 1.2 x 3.30 , <b>VIS56-sym</b> : 1.2 x 2.95			
<b>VIS55</b> : 1.2 x 3.10 , <b>VIS66</b> : 1.2 x 1.00			

Tableau III.11 : Dimensions optimisées des vis (seconde topologie)

Canal haut en fréquence		Canal bas en fréquence	
	Rayon x Hauteur		Rayon x Hauteur
<b>CAVITÉ12</b>	13.25 x 51.309	<b>CAVITÉ910</b>	13.25 x 51.854
<b>CAVITÉ34</b>	13.25 x 52.120	<b>CAVITÉ78</b>	13.25 x 52.674
<b>CAVITÉ56</b> : 13.25 x 51.269			

Tableau III.12 : Dimensions optimisées des cavités (seconde topologie)

### **III.4. Analyse des performances obtenues avec les diplexeurs compacts et comparaison avec le diplexeur sur manifold**

#### **III.4.1. Puissance dissipée**

Un critère de comparaison primordial est la dissipation maximale de puissance par cavité. En effet, ces diplexeurs sont dédiés à une application d'OMUX où la puissance mise en jeu est très élevée (de l'ordre de 100 W). De ce fait, la dissipation de puissance par effet Joule entraîne des variations de température importantes, ce qui provoque des décalages de la fréquence de résonance par phénomènes de dilatation thermique.

Le calcul de la puissance dissipée est effectué par une étude du circuit équivalent avec pertes permettant d'évaluer la sensibilité de chaque cavité. Chaque résonateur est modélisé par un circuit résonant ( $R,L,C$ ). La résistance  $R$  représente les pertes. Sa valeur est inversement proportionnelle au facteur de qualité estimé par simulation électromagnétique. Pour simplifier le facteur de qualité est le même pour chaque résonateur.

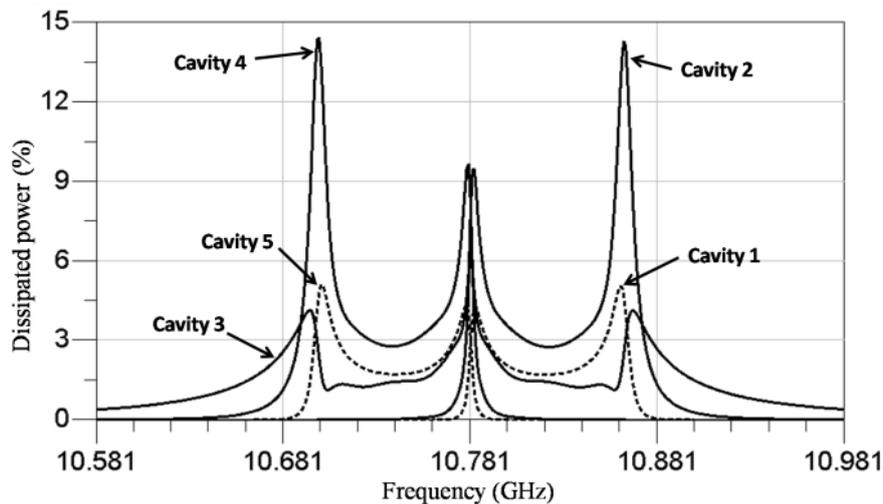
La puissance dissipée dans chaque résonateur de ce circuit a été calculée en utilisant l'équation (III.24), où  $V_R$  et  $I_R$  représentent respectivement la tension aux bornes de la résistance  $R$  et le courant qui la traverse. La puissance dissipée par cavité peut donc être

déduite facilement en sommant les puissances dissipées dans les deux modes duaux contenus dans cette cavité.

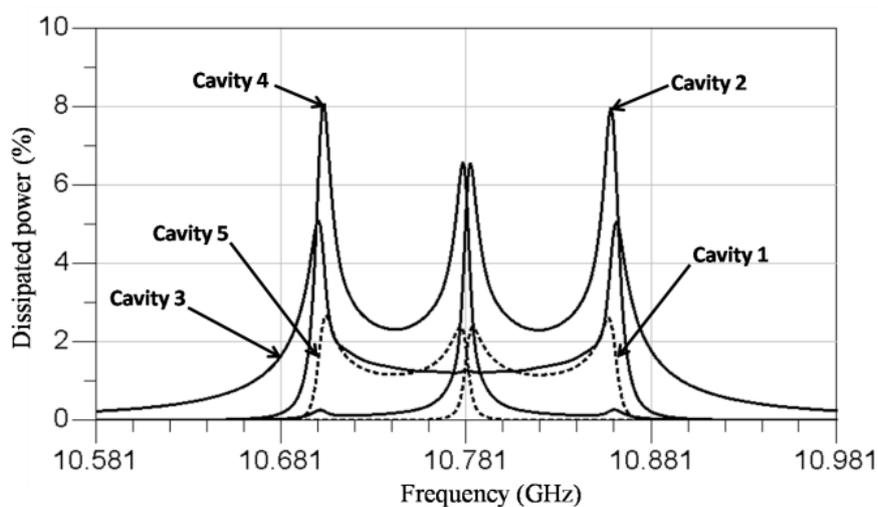
$$P_{\text{résonateur}} = 0,5 * V_R * I_R \quad (III.24)$$

On note que pour faire l'étude du diplexeur sur manifold, les deux filtres de canal ont été remplacés par leurs circuits équivalents, et la jonction en Té par un fichier de données représentant sa réponse *EM*. Pour obtenir la réponse optimisée du diplexeur, une correction de phase est effectuée afin de compenser le déphasage dû à la propagation du signal dans les filtres [4].

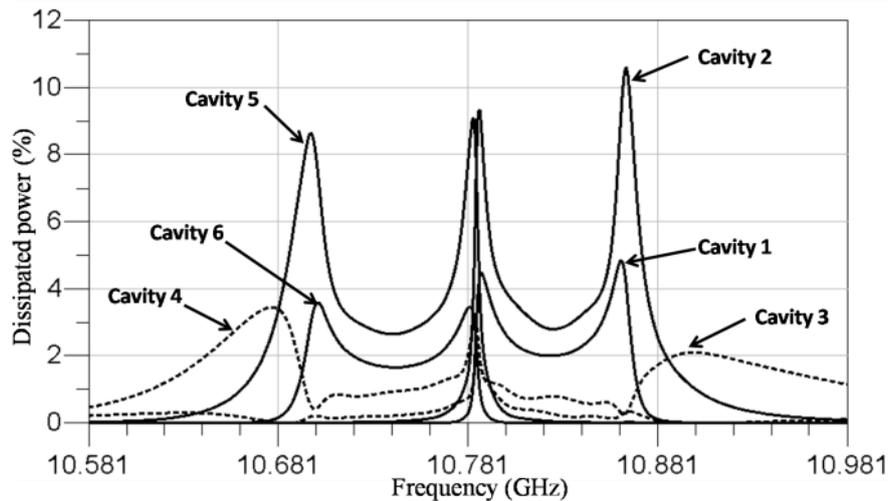
Les courbes de dissipation sont données sur la figure III.35. Ces courbes sont données en pourcentage de la puissance injectée au port commun *L*. On note que cette étude a été également effectuée en injectant la puissance par les ports *S<sub>1</sub>* et *S<sub>2</sub>*, mais le cas pire apparaît toujours dès lors que la puissance est injectée au port *L*.



(a)



(b)



(c)

Figure III.35 : Puissances dissipées dans chaque cavité : (a) première topologie, (b) deuxième topologie, (c) : diplexeur sur manifold. Les cavités sont numérotées de 1 à 6 en allant du port  $S1(1)$  au port  $S2(2)$ .

La seconde topologie présente les meilleures performances en dissipation, avec 8% de puissance dissipée au maximum dans les cavités voisines de la cavité centrale (cavités 2 et 4). Les maxima de dissipation sont situés en bord de bande, approximativement aux mêmes fréquences que les zéros de transmission.

#### III.4.2. Comparaison des performances obtenues

Le tableau III.13 récapitule les performances pour les deux topologies du diplexeur compact et celles du diplexeur sur manifold.

	Diplexeur sur manifold	Diplexeur compact #1	Diplexeur compact #2
Volume ( $cm^3$ )	263	186	186
Pertes d'insertion (dB)	0.28	0.27	0.27
Réjection hors bande (dB)	> 30	> 30	> 27
Puissance maximale dissipée par cavité (%)	11	14	8

Tableau III.13 : Comparaison entre les diplexeurs compacts et le diplexeur sur manifold

On peut voir que les diplexeurs compacts permettent un gain de 29% en volume par rapport au diplexeur sur manifold. Les pertes d'insertion sont semblables. La réjection hors bande est dégradée pour la seconde topologie à cause de la mauvaise isolation entre les deux canaux.

Par contre, la seconde topologie est plus favorable en termes de répartition de la puissance dissipée et son dimensionnement est plus simple que celui de la première topologie. Pour ces raisons, cette topologie a été privilégiée pour la réalisation expérimentale.

### **III.5. Validation expérimentale**

Un prototype du diplexeur compact dans la seconde topologie a donc été fabriqué par Thales Alenia Space. La photo du prototype réalisé avec des cavités argentées est montrée sur la figure III.36.

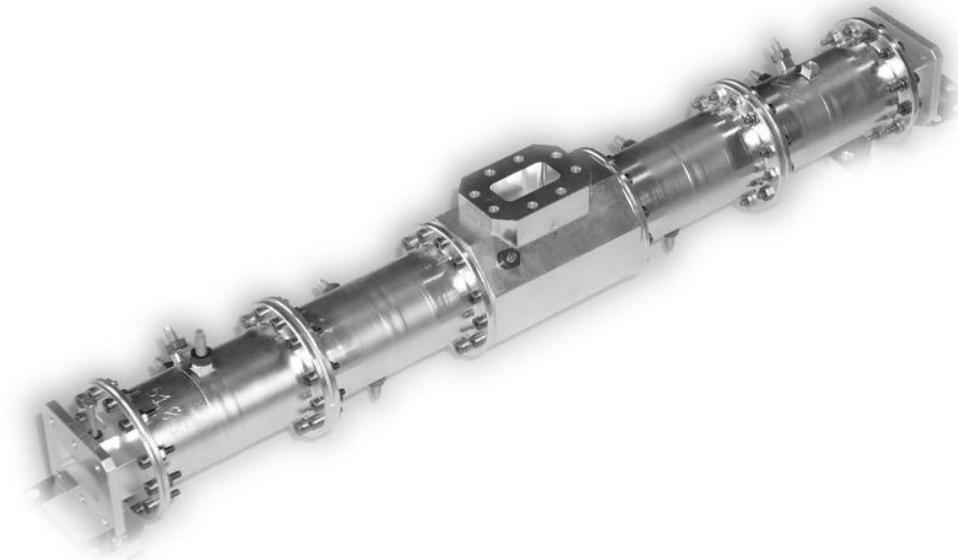


Figure III.36 : Photographie du diplexeur réalisé

Le réglage de cette maquette a été effectué en 2 étapes, les vis et les iris de chaque canal étant ajustés de manière séparée avant un réglage fin de la structure complète.

La procédure d'ajustement de chaque canal repose sur l'identification de la matrice de couplage, similairement à la technique de segmentation utilisée pour dimensionner les canaux du modèle électromagnétique.

Après ce pré-réglage, on procède à l'assemblage du diplexeur et à une première mesure. La réponse mesurée est celle montrée sur la figure III.37.

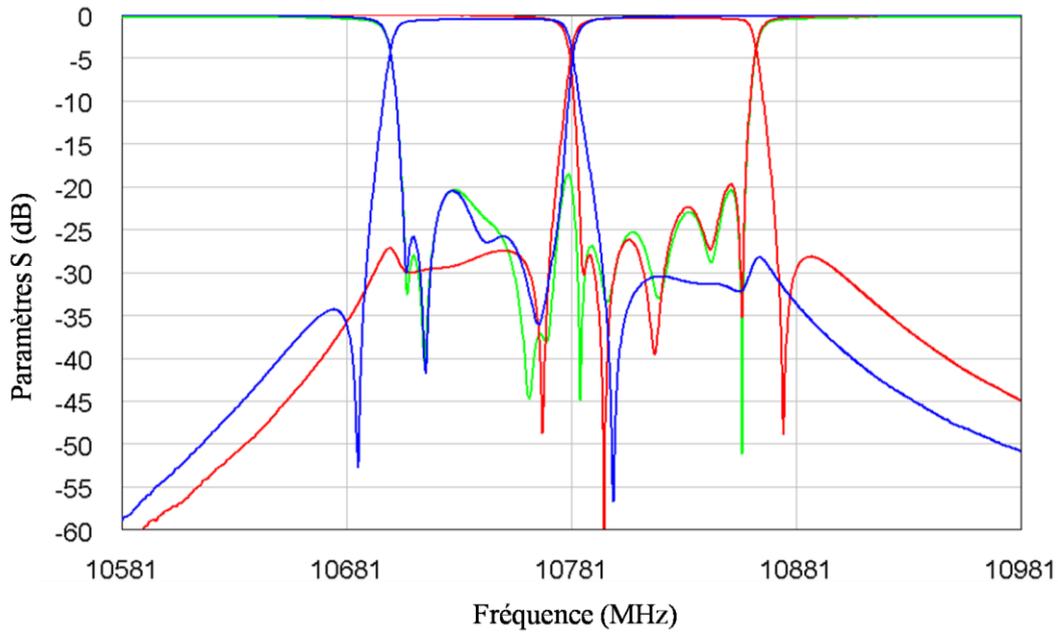


Figure III.37 : Réponse mesurée après le pré-réglage

Grâce au pré-réglage, les canaux sont déjà calés en fréquence et bien adaptés (adaptation meilleure que 19 dB). Ce qui valide expérimentalement l'efficacité de la technique de segmentation introduite dans cette thèse.

Enfin, le réglage de la maquette est affiné. La réponse mesurée après réglage final est comparée à celle obtenue par la simulation électromagnétique sur la figure III.38.

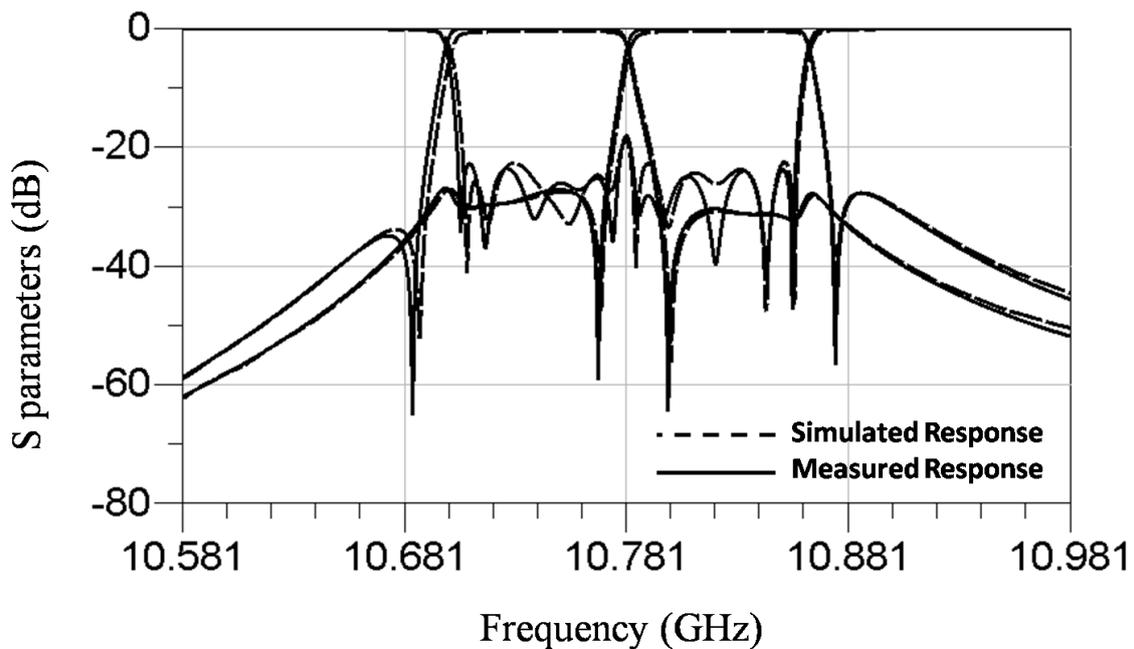


Figure III.38 : Réponses mesurée et simulée du diplexeur compact

Un très bon accord entre les simulations et les mesures est obtenu. Au niveau des pertes d'insertion, nous relevons  $0.38\text{ dB}$  pour le canal bas en fréquence et  $0.36\text{ dB}$  pour le canal haut en fréquence. En comparant avec la simulation ( $0.27\text{ dB}$ ), nous avons un peu plus de pertes mais les résultats obtenus restent très satisfaisants.

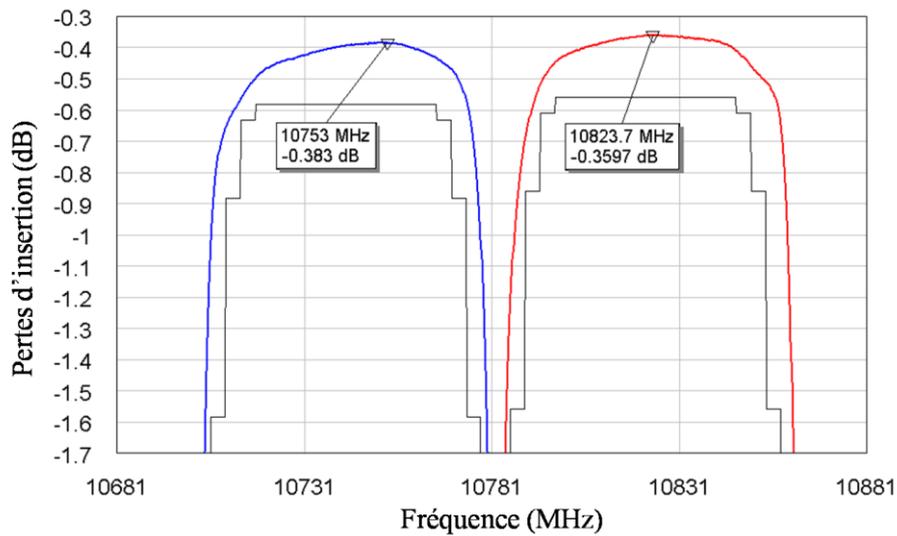


Figure III.39 : Pertes d'insertion mesurées

Ces résultats expérimentaux valident les modèles électromagnétiques conçus ainsi que les méthodes de synthèse et de conception développées dans ce chapitre.

## IV- Extension des travaux effectués sur les diplexeurs compacts

### IV.1. Diplexeur compact à canaux non-adjacents

Les diplexeurs précédents ont été dimensionnés pour une spécification de canaux adjacents. Pour répondre à une spécification différente, où les canaux sont séparés par une bande stoppée, il est nécessaire d'augmenter fortement la réjection entre les 2 bandes passantes.

En observant la seconde topologie de couplage (figure III.26) et son implémentation en cavités bimodes (figure III.29), on peut constater qu'il est aussi possible de modifier la structure pour placer un résonateur en réflexion pour créer un zéro de transmission commun aux deux canaux. Cela revient à récupérer le signal de sortie au niveau du résonateur 5 pour définir une troisième topologie donnée sur la figure III.40.

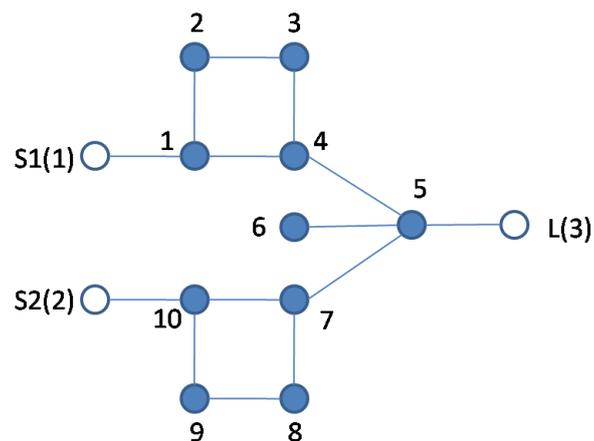


Figure III.40 : Troisième topologie de couplage du diplexeur compact

#### IV.1.1. Synthèse du circuit équivalent

La technique d'optimisation des couplages utilisée pour optimiser les deux premières topologies a été employée pour cette topologie. Concernant les spécifications électriques, nous souhaitons introduire une bande stoppée de 72 MHz entre les 2 canaux, c'est-à-dire que la bande stoppée possède la même occupation spectrale que les bandes passantes. Ce type de spécifications trouve son intérêt dans la conception de diplexeurs à canaux non-adjacents, avec une forte isolation entre eux. Hormis le décalage en fréquence, les spécifications pour chaque canal restent identiques et nous fixons une réjection supérieure à 20 dB pour chaque canal dans la bande stoppée.

Après optimisation des différents couplages de cette topologie, nous obtenons la matrice de couplage donnée par l'équation (III.25), ainsi que la réponse circuit donnée sur la figure III.41.

	S1	S2	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	L
S1	0.000	0.000	1.001	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
S2	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.001	0.000
1	1.001	0.000	2.218	0.779	0.000	-0.326	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
2	0.000	0.000	0.779	2.160	0.798	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
3	0.000	0.000	0.000	0.798	2.204	0.547	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
4	0.000	0.000	-0.326	0.000	0.547	2.174	1.203	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
5	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.203	-0.028	1.917	1.203	0.000	0.000	0.000	1.465
6	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.917	-0.013	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
7	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.203	0.000	-2.174	0.547	0.000	-0.326	0.000
8	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.547	-2.204	0.798	0.000	0.000
9	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.798	-2.160	0.779	0.000
10	0.000	1.001	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	-0.326	0.000	0.779	-2.218	0.000
L	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.465	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000

(III.25)

Comme pour les deux autres topologies, nous avons conservé la symétrie entre les deux canaux par rapport à la fréquence centrale du diplexeur. On note que l'auto-couplage  $M_{66}$  contrôle la position du zéro de transmission créé par le stub.

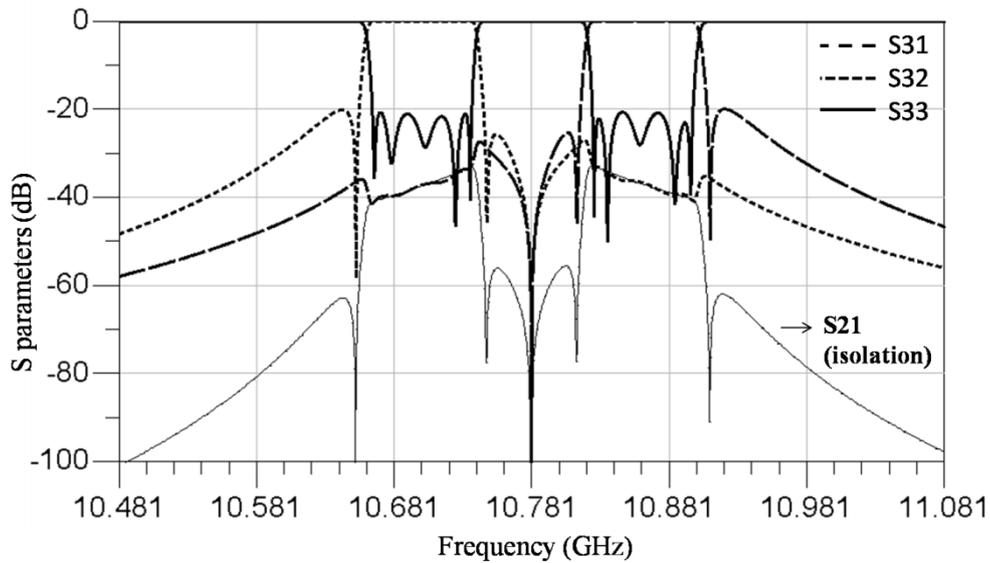


Figure III.41 : Réponse circuit optimisée de la troisième topologie de couplage du diplexeur compact

On peut voir sur cette réponse que le zéro de transmission introduit par le stub à la fréquence centrale du diplexeur ( $M_{66} = 0$ ) améliore la réjection de chaque canal dans la bande stoppée et l'isolation entre les deux canaux. Cette isolation est supérieure à 30 dB sur toute la bande du diplexeur.

#### IV.1.2. Conception électromagnétique

L'implémentation en cavités bimodes de cette topologie de couplage est identique à celle de la seconde topologie (figure III.29), à part que l'iris de sortie est tourné de  $90^\circ$  par rapport à celui de la figure III.29 afin d'exciter la polarisation opposée (correspondant au résonateur 5). Le dimensionnement de cette structure est réalisé en utilisant la technique employée pour les deux topologies précédentes. Le pré-réglage de chaque canal est réalisé en prenant un segment similaire à celui utilisé pour la première topologie (figure III.21), à l'exception d'une rotation de  $90^\circ$  du guide et de l'iris de couplage.

Les dimensions de ce segment sont ajustées de façon à réaliser la première partie de la matrice donnée en (III.25) pour régler le canal haut en fréquence, et la deuxième partie pour régler le canal bas en fréquence.

Enfin, les profondeurs des vis permettant de régler le décalage fréquentiel du mode 6, et son couplage avec le mode 5, sont ajustées pour ajuster le zéro de transmission commun à la fréquence centrale du diplexeur.

Comme pour les deux topologies précédentes, la réponse après segmentation est proche de celle désirée, et une optimisation finale est réalisée pour avoir la réponse désirée (figure III.42).

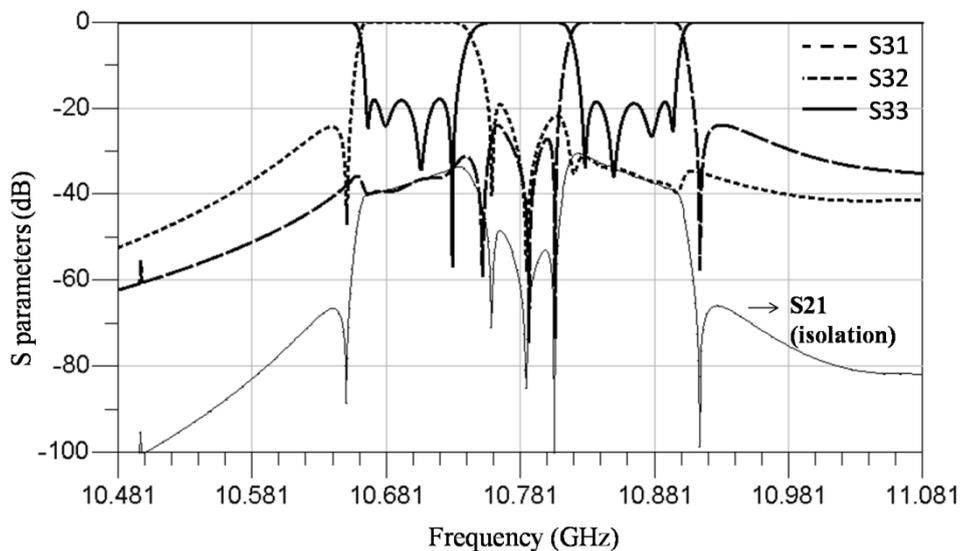


Figure III.42 : Réponse *EM* optimisée de la troisième topologie de couplage du diplexeur compact

Chaque canal présente une isolation meilleure que  $20\text{ dB}$  dans la bande stoppée et meilleure que  $30\text{ dB}$  dans la bande passante opposée et l'isolation entre canaux est supérieure à  $30\text{ dB}$

sur toute la bande du diplexeur. Les dimensions optimisées de la structure sont récapitulées dans les tableaux III.14 à III.16. Toutes les dimensions données sont en *mm*.

Canal haut en fréquence		Canal bas en fréquence	
	Longueur x largeur x épaisseur		Longueur x largeur x épaisseur
<b>IRIS-entrée</b>	10.636 x 3 x 1.02	<b>IRIS-entrée</b>	10.733 x 3 x 1.02
<b>IRIS14</b>	7.395 x 1 x 1.02	<b>IRIS710</b>	7.786 x 1 x 1.02
<b>IRIS23</b>	9.534 x 1 x 1.02	<b>IRIS89</b>	9.698 x 1 x 1.02
<b>IRIS45</b>	10.668 x 1 x 1.02	<b>IRIS57</b>	10.699 x 1 x 1.02
<b>IRIS-sortie</b> : 11.084 x 3 x 1.02			

Tableau III.14 : Dimensions optimisées des iris (troisième topologie)

Canal haut en fréquence		Canal bas en fréquence	
	Rayon x enfoncement		Rayon x enfoncement
<b>VIS11</b>	1.2 x 1.00	<b>VIS1010</b>	1.2 x 1.00
<b>VIS22</b>	1.2 x 3.00	<b>VIS99</b>	1.2 x 3.03
<b>VIS33</b>	1.2 x 2.43	<b>VIS88</b>	1.2 x 2.63
<b>VIS44</b>	1.2 x 1.00	<b>VIS77</b>	1.2 x 1.00
<b>VIS12</b>	1.2 x 2.73	<b>VIS78</b>	1.2 x 2.66
<b>VIS34</b>	1.2 x 2.47	<b>VIS910</b>	1.2 x 2.72
<b>VIS56</b> : 1.2 x 2.98 , <b>VIS55</b> : 1.2 x 1.01 , <b>VIS66</b> : 1.2 x 3.72			

Tableau III.15 : Dimensions optimisées des vis (troisième topologie)

Canal haut en fréquence		Canal bas en fréquence	
	Rayon x Hauteur		Rayon x Hauteur
<b>CAVITÉ12</b>	13.25 x 51.154	<b>CAVITÉ910</b>	13.25 x 52.441
<b>CAVITÉ34</b>	13.25 x 51.605	<b>CAVITÉ78</b>	13.25 x 52.643
<b>CAVITÉ56</b> : 13.25 x 50.682			

Tableau III.16 : Dimensions optimisées des cavités (troisième topologie)

## IV.2. Conception d'un triplexeur compact

Afin de généraliser les méthodes de synthèse et de conception développées pour la conception de diplexeurs compacts, nous avons étendu ces méthodes à la conception d'un triplexeur compact (4 ports).

### IV.2.1. Synthèse électrique

La topologie proposée est présentée sur la figure III.43. Chaque canal ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ ) compte 4 résonateurs ce qui porte le total à 12 résonateurs soit 6 cavités pour la structure complète. Le

canal  $S_1$  est le canal du milieu constitué des résonateurs 1 à 4. Le couplage des deux polarisations permet de réaliser une paire de zéros de transmission grâce au retro-couplage  $M_{14}$ . Nous avons choisi de placer des zéros de transmission sur le canal du milieu pour avoir une bonne isolation entre canaux. Les canaux  $S_2$  et  $S_3$  sont respectivement les canaux haut (résonateurs 5, 7, 10, 11) et bas (résonateurs 6, 8, 9, 12) réalisés en couplant les mêmes polarisations d'une cavité à l'autre. Le port commun de la structure excite directement et identiquement les canaux bas et haut par l'intermédiaire des résonateurs 5 et 6 et le canal du milieu est excité en couplant symétriquement ces résonateurs au résonateur 4. Les valeurs optimisées des différents couplages et auto-couplages sont donnés sur la figure III.43 et dans le tableau III.17 respectivement. Ces valeurs sont symétriques pour les canaux haut et bas en fréquence. En effet ces canaux sont excités simultanément et similairement (résonateurs 5 et 6 et  $M_{5L} = M_{6L}$ ), et aussi couplés de manière similaire au canal du milieu ( $|M_{46}|=|M_{45}|$ ). Les paramètres de normalisation sont :  $f_0 = 10781 \text{ MHz}$  et  $\Delta f = 72 \text{ MHz}$ .

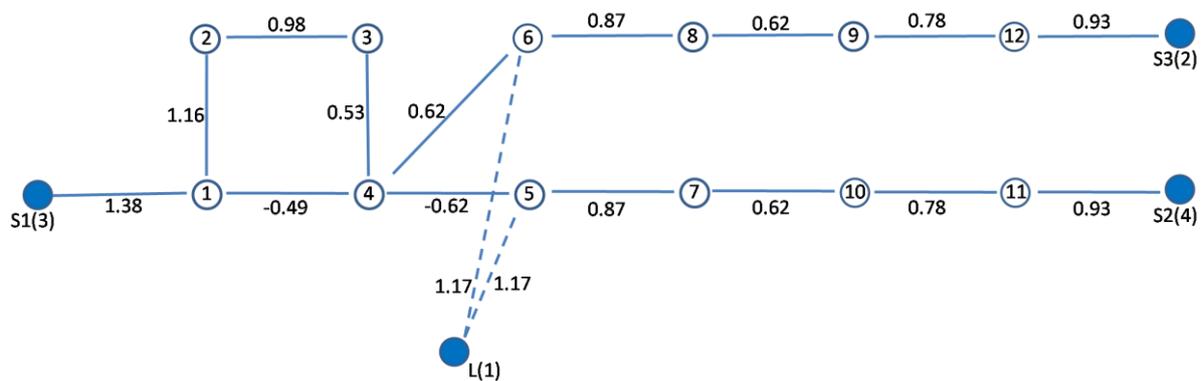


Figure III.43 : Troisième topologie de couplage du triplexer compact

$M_{22} = 0.00$	$M_{33} = 0.00$	$M_{66} = -2.32$	$M_{88} = -2.25$	$M_{99} = -2.24$	$M_{1212} = -2.23$
$M_{11} = 0.00$	$M_{44} = 0.00$	$M_{55} = 2.32$	$M_{77} = 2.25$	$M_{1010} = 2.24$	$M_{1111} = 2.23$

Tableau III.17 : Valeurs des auto-couplages pour la troisième topologie de couplage du triplexer compact

La réponse du circuit optimisé du triplexer compact est donnée sur la figure III.44 ci-dessous.

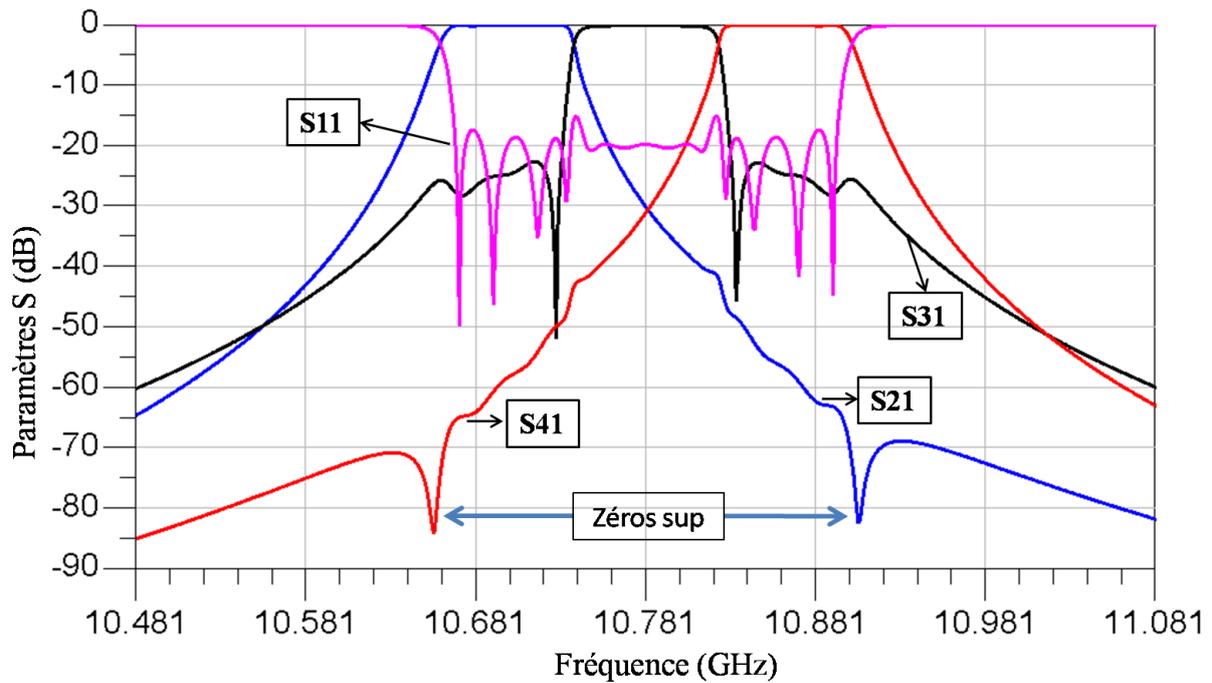


Figure III.44 : Réponse circuit optimisée du triplexer compact

Cette réponse est symétrique par rapport à la fréquence centrale du triplexer. De plus, les canaux haut et bas ont la même sélectivité. Cette dernière a été améliorée nettement grâce aux deux zéros de transmission supplémentaires (signalés sur la réponse ci-dessus). Pour valider l'étude circuit, un modèle électromagnétique a été conçu.

#### IV.2.2. Conception électromagnétique

L'implémentation en cavités bimodes de la topologie de couplage montrée sur la figure III.43 est donnée sur la figure III.45. Les polarisations des modes duaux dans cette structure sont montrées pour faciliter son identification avec la topologie de couplage correspondante.

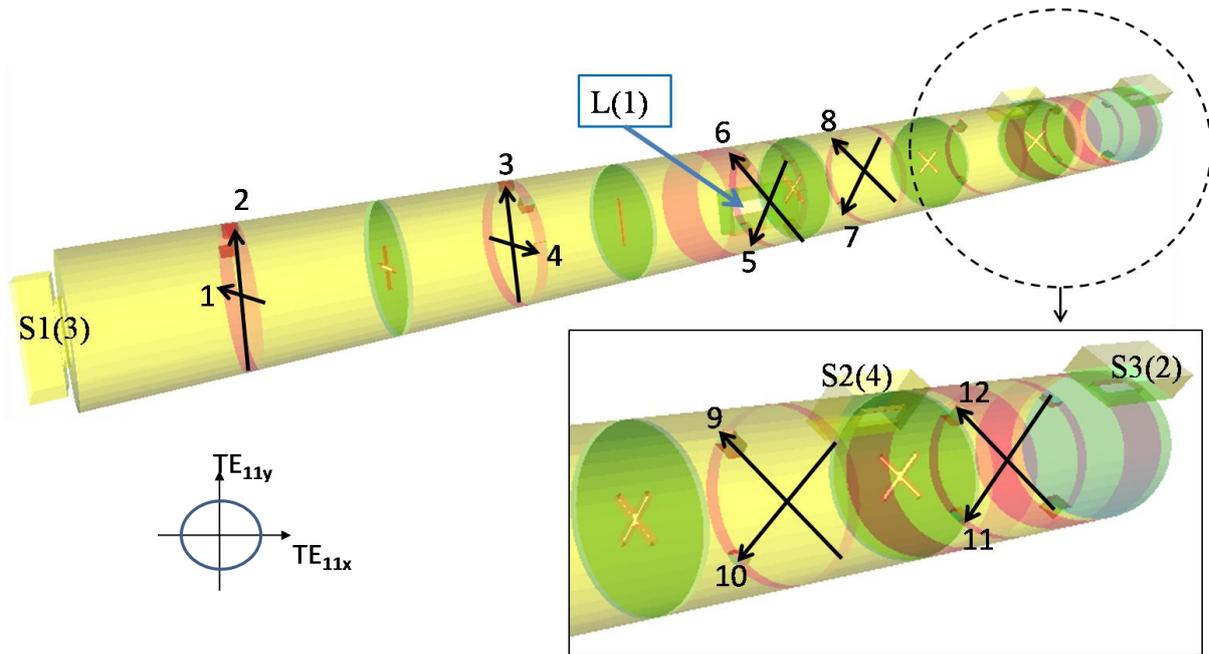


Figure III.45 : Structure électromagnétique du triplexeur compact (troisième topologie)

Pour dimensionner cette structure, nous avons considéré chaque canal indépendamment. De plus, pour dimensionner précisément la cavité de sortie (cavité de l'accès commun  $L$ ), nous avons utilisé un segment supplémentaire.

### 1. Dimensionnement du canal haut en fréquence

Le segment utilisé pour initialiser les dimensions du canal haut en fréquence, ainsi que son diagramme de couplage correspondant sont donnés dans la figure III.46. Ce segment est construit en prenant la moitié droite de la structure et en remplaçant les deux premières cavités par un plan métallique parfait (*Perfect Electric Conductor*). De plus, pour n'exciter que la polarisation correspondant aux résonateurs formant le canal haut, nous avons tourné de  $45^\circ$  l'iris de couplage de l'accès commun  $L$ , et nous avons remplacé le port correspondant au canal bas ( $S_3(2)$ ) par une charge adaptée ( $\rho = 0$ ).

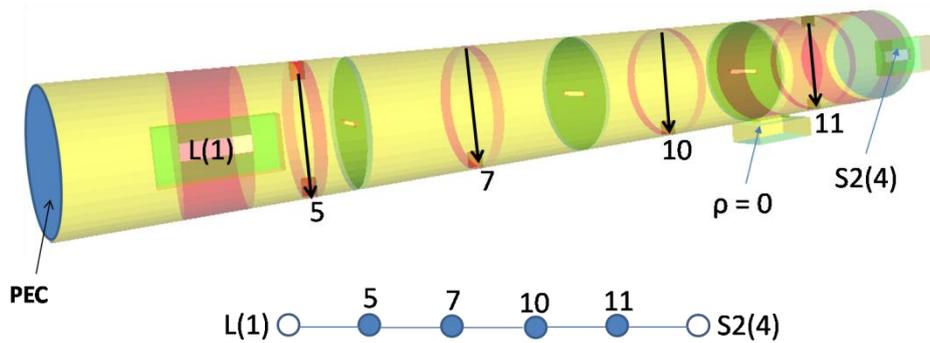


Figure III.46 : Structure EM et topologie de couplage du segment utilisé pour dimensionner le canal haut

## 2. Dimensionnement du canal bas en fréquence

Le même segment que pour le canal haut en fréquence a été utilisé. Seulement, nous avons tourné l'iris de couplage « L » de  $90^\circ$  pour exciter l'autre polarisation (résonateurs 6, 8, 9, 12), et évidemment, nous avons pris la sortie au niveau de l'accès  $S_3(2)$  tout en remplaçant l'accès  $S_2(4)$  par une charge adaptée ( $\rho = 0$ ).

## 3. Dimensionnement précis de la cavité de sortie

Comme pour la première topologie de diplexeurs compact, un pré-dimensionnement de la cavité commune où l'excitation est placée à 45 degrés des deux polarisations (5 et 6) est nécessaire. De plus, pour dimensionner précisément l'iris 456 (iris réalisant les couplages  $M_{45}$  et  $M_{46}$ ), nous considérons le segment décrit dans la figure III.47.

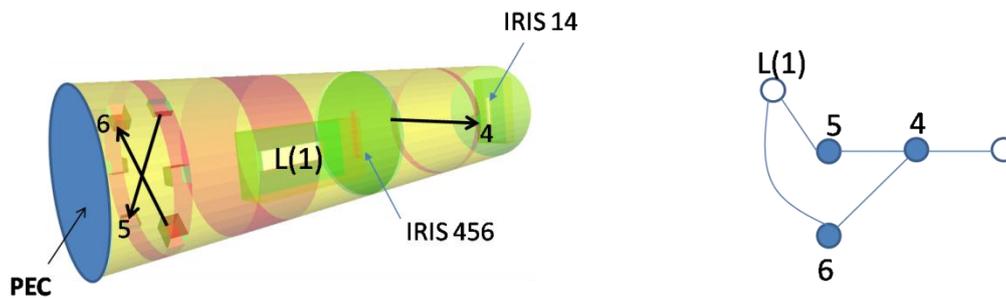


Figure III.47 : Structure EM et topologie de couplage du segment utilisé pour dimensionner la cavité de sortie

## 4. Dimensionnement du canal de milieu

Le segment utilisé pour initialiser les dimensions du canal du milieu est donné sur la figure III.48. Ce segment est construit avec les deux premières cavités.

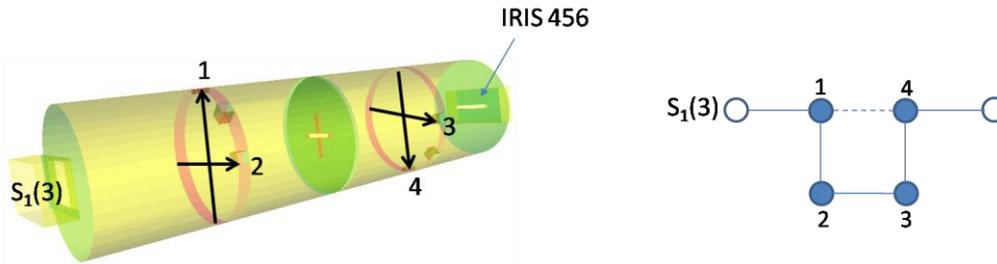


Figure III.48 : Structure *EM* et topologie de couplage du segment utilisé pour dimensionner le canal du milieu

Tous ces segments ont été réglés par une méthode d'identification de la matrice de couplage. Pour chaque segment, la réponse simulée a été identifiée à la fonction de transfert correspondant à la topologie de couplage équivalente du segment considéré. Les couplages identifiés ont été comparés aux couplages désirés montrés sur la figure III.43 et dans le tableau III.17.

### 5. Dimensionnement du triplexeur compact

La segmentation a donc permis d'initialiser les dimensions du modèle *EM* du triplexeur montré sur la figure III.45, et d'avoir une réponse proche de celle désirée. Une optimisation finale de la structure globale est enfin réalisée, et la réponse après optimisation, comparée à la réponse circuit, est donnée sur la figure III.49 ci-dessous.

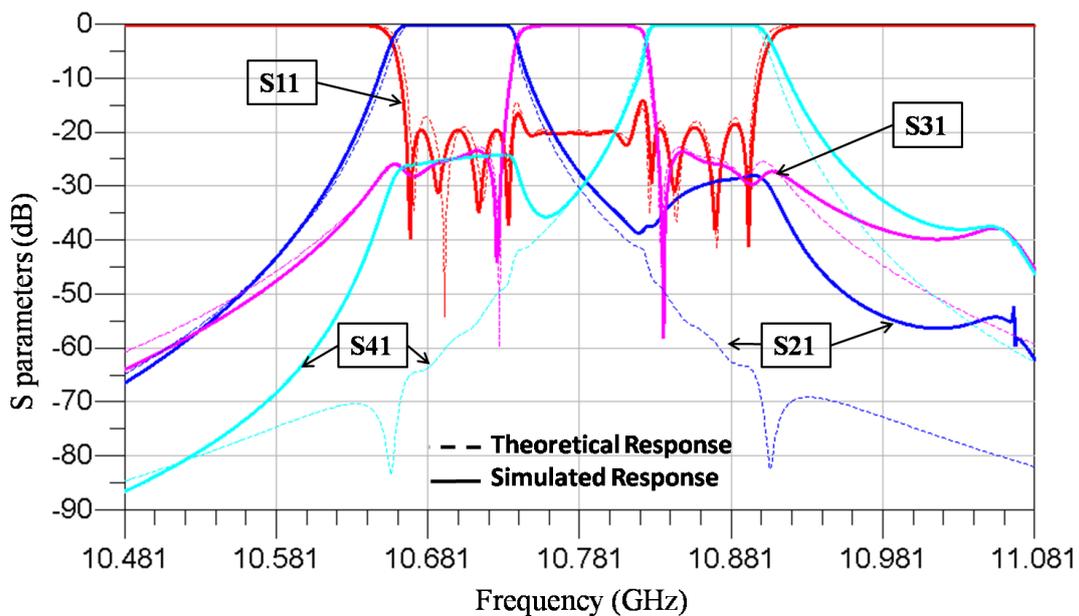


Figure III.49 : Réponse circuit (en pointillées) et réponse EM optimisée (en trait plein) de la troisième topologie du triplexeur compact

En comparant les deux réponses, on constate que les zéros de transmission hors bande des canaux bas et haut que nous avons sur la réponse circuit ont disparus sur la réponse EM. Ceci est dû au fait que les couplages entre les polarisations des modes duaux ( $M_{56}$ ,  $M_{78}$ ...) ne sont pas nuls comme cela est exigé dans l'étude circuit. En réalisant une étude circuit avec ces couplages, on retrouve les remontées hors bande apparentes sur la réponse EM.

Sur cette réponse, nous relevons à peu près 0.3 dB de pertes d'insertion dans la bande passante des 3 canaux (conductivité utilisée :  $37.6 S/\mu m$ ). Les dimensions optimisées de la structure sont récapitulées dans le tableau III.18. Toutes les dimensions données sont en mm. Le volume total du triplexeur optimisé dans cette topologie est égal à  $31.6 \times 2.65 \times 2.65 = 221.6 \text{ cm}^3$ .

Canal bas		Canal du milieu		Canal du milieu	
	Longueur x largeur x épaisseur		Rayon x enfoncement		Rayon x Hauteur
<b>IRIS-entrée-bas</b>	11.085 x 3 x 1.02	<b>VIS11</b>	1.2 x 1.00	<b>CAVITÉ12</b>	13.25 x 51.282
<b>IRIS68</b>	10.220 x 1 x 1.02	<b>VIS22</b>	1.2 x 2.66		
<b>IRIS89</b>	0.392 x 1 x 1.02	<b>VIS33</b>	1.2 x 1.78		
<b>IRIS912</b>	9.788 x 1 x 1.02	<b>VIS44</b>	1.2 x 1.00		
<b>Canal haut</b>		<b>VIS12</b>	1.2 x 3.08		
<b>IRIS-entrée-haut</b>	10.793 x 8 x 1.02	<b>VIS34</b>	1.2 x 2.26		
<b>IRIS57</b>	10.228 x 1 x 1.02	<b>Canaux haut et bas</b>		<b>CAVITÉ34</b>	13.25 x 52.366
<b>IRIS710</b>	9.057 x 1 x 1.02	<b>VIS55</b>	1.2 x 1.00		
<b>IRIS1011</b>	9.476 x 1 x 1.02	<b>VIS66</b>	1.2 x 3.64	<b>Canaux haut et bas</b>	
<b>Canal du milieu</b>		<b>VIS56</b>	1.2 x 2.82	<b>CAVITÉ56</b>	13.25 x 50.768
<b>IRIS-entrée-milieu</b>	10.447 x 8 x 1.02	<b>VIS77</b>	1.2 x 1.00	<b>CAVITÉ78</b>	13.25 x 51.680
<b>IRIS14</b>	8.585 x 1 x 1.02	<b>VIS88</b>	1.2 x 3.53	<b>CAVITÉ910</b>	13.25 x 51.839
<b>IRIS23</b>	9.931 x 1 x 1.02	<b>VIS99</b>	1.2 x 3.47	<b>CAVITÉ1112</b>	13.25 x 51.451
<b>IRIS456</b>	9.637 x 1 x 1.02	<b>VIS1010</b>	1.2 x 1		
<b>IRIS-sortie</b>	11.184 x 3 x 1.02	<b>VIS1111</b>	1.2 x 1		
		<b>VIS1212</b>	1.2 x 3.05		

(a)

(b)

(c)

Tableau III.18 : Dimensions optimisées du modèle EM de la troisième topologie du triplexeur compact : (a) iris, (b) vis, (c) cavités

## V- Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les travaux réalisés sur le sujet des multiplexeurs compacts.

Après un état de l'art de ces dispositifs, nous avons présenté la conception et la caractérisation de diplexeurs et de triplexeurs compacts en technologie volumique bimode.

Concernant les diplexeurs, deux topologies de couplages ont tout d'abord été introduites pour répondre à un cahier des charges typique d'un multiplexeur de sortie de satellites avec 2 canaux adjacents

Une comparaison en termes de performances électriques et encombrement entre les diplexeurs compacts et un diplexeur sur manifold a montré une réduction de 29% en volume pour des performances électriques semblables. Les résultats de simulation ont été validés par une maquette fabriquée par Thales Alenia Space.

Afin d'étendre les travaux réalisés, nous avons proposé une troisième topologie adaptée à la conception de diplexeurs à canaux non-adjacents.

Nous avons finalement conçu un triplexeur compact en cavités bimodes. Le dispositif obtenu présente une compacité et des performances électriques satisfaisantes mais la généralisation à des structures demandant une sélectivité plus forte demandera de modifier l'arrangement des cavités bimodes.

## ***CONCLUSION GÉNÉRALE***



La densification des données échangées par les systèmes de communication demande des équipements de plus en plus performants et capables d'intégrer de plus en plus de fonctionnalités pour un coût minimisé.

Le développement de nouvelles architectures de circuit nécessite de développer des techniques de synthèse pour aboutir à des performances optimisées tout en renforçant l'intégration des équipements.

Dans le cadre de cette thèse, différentes méthodes de synthèse et de conception de dispositifs de filtrage et de multiplexage hyperfréquences ont été développées, dans le but d'améliorer les performances et simplifier les architectures des systèmes de télécommunications. Ces méthodes ont été validées pour des dispositifs typiques des charges utiles de satellites de télécommunications dans le cadre d'une action de *R&T* du Centre National d'Etudes Spatiales (*CNES*) et d'un programme ANR (*Filipix*) coordonné par *Thales Alenia Space*.

Le premier chapitre a permis de situer le contexte général de l'étude. Notamment un état de l'art des technologies et des techniques de synthèse et de conception des multiplexeurs d'entrée (*IMUX*) et de sortie (*OMUX*) embarqués dans une charge utile d'un satellite de télécommunications, a été donné.

Dans le second chapitre, nous avons présenté une nouvelle approche de synthèse optimisée pour les filtres auto-correctés en *TPG*. Cette approche consiste à minimiser les variations du *TPG* sous contrainte des spécifications en amplitude. Pour cela, une optimisation polynomiale des fonctions de transfert et de réflexion est réalisée. Par conséquent, les spécifications en amplitude et en *TPG* sont considérées simultanément, et la classe des fonctions obtenues est plus performante sur des contraintes fortes en *TPG* que celle des fonctions pseudo-elliptiques. L'intérêt de cette approche par rapport à l'approche utilisant une fonction pseudo-elliptique a été illustré sur deux exemples. Une amélioration des performances électriques et une réduction de l'encombrement des filtres ont été mises en évidence.

Le dernier chapitre a été consacré à la description des travaux effectués sur les multiplexeurs compacts. La conception de diplexeurs et de triplexeurs compacts basés sur des

nouvelles topologies de couplage et implémentés en cavités bimodes a été présentée. Le circuit équivalent de chaque topologie a été optimisé pour réaliser les fonctions de transfert répondant au cahier des charges. Nous avons conçu et dimensionné les structures électromagnétiques correspondantes en introduisant de nouvelles techniques de réglage basés sur la décomposition de ces structures électromagnétiques en blocs élémentaires simplifiant ainsi leurs réglages et optimisations. Une comparaison par rapport aux dispositifs de multiplexage classiques a permis de mettre en évidence une réduction de l'encombrement des dispositifs étudiés.

Ces travaux de recherche offrent des perspectives d'études plus larges.

Tout d'abord, les méthodes de conception développées 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 peuvent bien entendu être exploitées dans d'autres technologies volumiques ou planaires.

Ensuite, les travaux effectués sur les multiplexeurs compacts sont poursuivis dans le cadre d'une action de *R&T* du *CNES* en collaboration avec l'*INRIA*. Une méthodologie de synthèse basée sur le calcul exact des polynômes du multiplexeur compact est en cours de développement. Cette méthodologie est basée sur l'optimisation des polynômes des paramètres de répartition du dispositif par rapport au cahier des charges exigé comme cela se fait généralement pour les filtres (2 ports). Par conséquent, la synthèse est plus rigoureuse qu'une simple optimisation du circuit équivalent, et les performances électriques attendues pourraient être meilleures que celles obtenues actuellement. De plus, les méthodes d'extraction et d'identification de matrices de couplage, utilisées actuellement pour régler les filtres à 2 accès, pourraient être généralisées au cas des multiplexeurs compacts dans le but d'accélérer et simplifier leur réglage.

D'autre part, les dispositifs synthétisés à présent sont limités à des fonctions possédant 3 voire 4 accès. De nouveaux dispositifs à base de résonateurs couplés pourront être réalisés en étendant les travaux réalisés à ce jour, à la fois sur les aspects de synthèse et d'implémentation.

Finale­ment, un enjeu majeur pour les équipements de traitement de signal étant la gestion flexible ou simultanée de différents signaux, avec des fréquences, des couvertures et des puissances différentes, l'optimisation de nouveaux dispositifs de filtrage (accordables ou multicanaux) adaptés à ces équipements est une perspective à moyen terme des travaux effectués lors de cette thèse.



## ***RÉFÉRENCES***



**[1] Encyclopédie libre wikipédia :**

[http://fr.wikipedia.org/wiki/Satellite\\_de\\_t%C3%A9l%C3%A9communications](http://fr.wikipedia.org/wiki/Satellite_de_t%C3%A9l%C3%A9communications)

**[2] Y. Clavet**

« Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications »

*Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale Brest, 2006*

Disponible sur : [http://tel.archives-ouvertes.fr/docs/00/13/20/84/PDF/These\\_clavet.pdf](http://tel.archives-ouvertes.fr/docs/00/13/20/84/PDF/These_clavet.pdf)

**[3] Encyclopédie libre wikipédia :**

[http://fr.wikipedia.org/wiki/Orbite\\_de\\_Molniya](http://fr.wikipedia.org/wiki/Orbite_de_Molniya)

**[4] P.Lenoir**

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

*Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, 2005*

Disponible sur : <http://epublications.unilim.fr/theses/2005/lenoir-philippe/lenoir-philippe.pdf>

**[5] Encyclopédie libre wikipédia :**

[http://fr.wikipedia.org/wiki/Galileo\\_%28syst%C3%A8me\\_de\\_positionnement%29](http://fr.wikipedia.org/wiki/Galileo_%28syst%C3%A8me_de_positionnement%29)

**[6] P. Ramat**

« Les télécommunications spatiales »

<http://www.francetelecom.com/sirius/rd/fr/memento/mento4/m4chap2.pdf>

**[7] G. Maral, M. Bousquet**

« Satellite communications systems : systems, techniques and technologies »

*Wiley, 5th edition, 2009*

**[8] J. Maurel, PH. Lepeltier, L. Pelenc, B. Trancart**

« Conception des antennes spatiales pour les charges utiles complexes de télécommunications »

<http://sysdoc.doors.ch/ALCATEL/05LEPEFR.pdf>

**[9] 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*

**[10] P. Guillon**

« In dielectric resonators »

*Artech House, Dectham, MAZ, 1986*

**[11] C. Kudsia, R. Cameron, W.-C. Tang**

« Innovations in microwave filters and multiplexing networks for communications satellite systems »

*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol. 40, no. 6, pp. 1133–1149, June 1992*

**[12] U. Rosemberg, W. Hagele**

« Consideration of parasitic bypass couplings in overmoded cavity filter designs »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.42, no. 7, pp. 1301-1306, July 1994

**[13] M. Yu**

« Theory and Design of Modern Microwave Filters and Multiplexing Networks »  
Disponible sur : <http://maxwell.uwaterloo.ca/~myu/ece770/Lect7-4.PDF>

**[14] 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

**[15] A. E. Atia and A. E. Williams**

« New types of bandpass filters for satellite transponders »  
*COMSAT Tech. Rev.*, vol. 1, pp. 21-43, fall 1971

**[16] A.E. Atia, A.E. Williams**

« Narrow-Bandpass Waveguide Filters »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* vol. 20, no. 4, pp. 258 – 265, Apr 1972

**[17] A. Nasser**

« Contribution au développement de méthodes de synthèse pour la conception de filtres hyperfréquences à bandes passantes multiples »  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, Septembre 2008  
Disponible sur : <http://epublications.unilim.fr/theses/2008/nasser-abdallah/nasser-abdallah.pdf>

**[18] J-F. Seaux**

« Conception, optimisation et test de dispositifs intégrant des matériaux en couche mince supraconducteurs ou ferroélectriques pour des applications de filtrage dans le domaine spatial »  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, Avril 2005  
Disponible sur : <http://epublications.unilim.fr/theses/2005/seaux-jean-francois/seaux-jean-francois.pdf>

**[19] 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 International Microwave Symposium Digest*, pp. 1185-1188, 2000

**[20] J. Lee, M. Seok Uhm, I-B Yom, S. Pal Lee, and C Kwon Choi**

« Simultaneous Reduction of Amplitude and Group-Delay Variation of Input Demultiplexer for Ku Band Satellite Transponder »  
*IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC '03-Fall)*, 2003 Vol. 4, P. 2669-2672

**[21] Encyclopédie libre wikipédia :**

[http://fr.wikipedia.org/wiki/Dilatation\\_thermique](http://fr.wikipedia.org/wiki/Dilatation_thermique)

- [22] **J.D. Rhodes and R. Levy**  
« A generalized multiplexer theory »  
*IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 27 no. 2, pp. 99-111, Feb 1979
- [23] **J.D. Rhodes and R. Levy**  
« Design of general manifold multiplexers »  
*IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 27, no. 2, pp. 111-123, Feb, 1979
- [24] **Richard J. Cameron and Ming Yu**  
« Design of Manifold-Coupled Multiplexers »  
*IEEE Microwave magazine Oct. 2007*, pp. 46-59
- [25] **H. Razavipour, G. Askari, F. Fesharaki, H. Mirmohammad-Sadeghi**  
« A new high-power, dual-band, E-plane, ferrite circulator »  
*EUROCON 2009, IEEE*, pp. 20-25
- [26] **Microwave Encyclopedia Microwaves101**  
<http://www.microwaves101.com/encyclopedia/circulators.cfm>
- [27] **H-T. Hsu, H-W Yao, Kawthar A. Zaki, and A. E. Atia**  
« Synthesis of Coupled-Resonators Group-Delay equalizers »  
*IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 8, Aug 2002
- [28] **G. Macchiarella, S. Tamiazzo**  
« Novel approach to the synthesis of microwave duplexers »  
*IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 54, n.12, pp. 4281-4290, Dec. 2006
- [29] **G. Macchiarella, S. Tamiazzo**  
« Synthesis of microwave duplexers using fully canonical microstrip filters »  
*IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 721-724, 2009
- [30] **A. Garcia-Lamperez, M. Salazar-Palma, T. Sarkar**  
« Compact multiplexer formed by coupled resonators with distributed coupling »  
*IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium Digest*, pp. 89-92, 2005
- [31] **A. Garcia-Lamperez, M. Salazar-Palma, T. Sarkar,**  
« Analytical synthesis of microwave multiport networks »  
*IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 455-458, 2004.
- [32] **F. Loras-Gonzalez, S. Sobrino-Arias, I. Hidalgo-Carpintero, A. García-Lampérez, M. Salazar-Palma,**  
« A Novel Ku-Band Dielectric Resonator Triplexer based on Generalized Multiplexer Theory »  
*IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 884-887, 2010.
- [33] **J.D. Rhodes**  
« Theory on electrical filters »  
*Wiley Interscience, John Wiley & Sons – 1976*

**[34] R.J. Cameron**

« General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.47, no.4, pp 433-442,  
Apr.1999

**[35] S. B. Cohn**

« Direct coupled resonator filters »  
*Proceedings of the IRE*, February 1957, vol. 45, pp.187-196

**[36] F. Seyfert, S. Bila**

« General synthesis techniques for coupled resonator networks »  
*IEEE Microwave Magazine*, Vol.8, Issue 5, pp.98-104

**[37] 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

**[38] M. Bekheit, S. Amari**

« A Direct Design Technique for Dual-Mode In-Line Microwave Bandpass Filters »  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.57, n°9, 2009, pp. 2193-2202

**[39] S. Bila**

« Développement de méthodes d'optimisation électromagnétique automatiques. Application aux dispositifs microondes »  
*Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, Mai 1999

**[40] 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

**[41] J.-S. Hong and M. J. Lancaster**

« Microstrip Filters for RF/Microwave Applications »  
*New York: Wiley*, 2001

**[42] R. J. Cameron and J. D. Rhodes,**

« Asymmetric realizations for dual mode bandpass filters »  
*IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 29, no. 1, pp. 51–58, Jan. 1981.

**[43] J. Lee, Man S. Uhm, and J. H. Park,**

« Synthesis of a Self- equalized Dual-Passband Filter »  
*IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 15, no. 4, Apr 2005

**[44] J-F. Seaux, S. Courreges, S. Bila, V. Madrangeas,**

« An Eight Pole Self-Equalized Quasi-Elliptic Superconductor Planar Filter »  
*European Microwave Conf. 2005 vol.1*

**[45] K. S. Yeo, M. J. Lancaster, and J-S Hong,**

« The Design of Microstrip Six-Pole Quasi-Elliptic Filter with Linear Phase Response Using Extracted-Pole Technique »

*IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 2, pp. 321–327, Feb. 2001

**[46] C. Li, Q. Zhang, L. Sun et al.**

« A high selective HTS filter with group delay self-equalization for 3G mobile telecommunication systems »

*Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves and Workshop on Terahertz Technologies*, pp. 395-397, June 2007

**[47] T. Zuo, S. Yan, et al.**

« The design of a linear phase superconducting filter with quasi-elliptic response »

[http://iopscience.iop.org/0953-2048/21/6/065018/pdf/0953-2048\\_21\\_6\\_065018.pdf](http://iopscience.iop.org/0953-2048/21/6/065018/pdf/0953-2048_21_6_065018.pdf)

**[48] N. Marcuvitz**

« Waveguide Handbook »

NewYork : Dover, 1965

**[49] R. J. Cameron**

« Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters »

*IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, pp. 1–10, Jan. 2003.

**[50] H. Patzelt and F. Arndt**

« Double-plane steps in rectangular waveguides and their applications for transformers, irises, and filters »

*IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 30, no. 5, pp. 771-776, May 1982.

**[A1.1] G. L. Matthaei, L. Jones and E.M. T. Jones,**

« Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures »

New York: McGraw-Hill, 1964



## ***BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE***



### **Publications dans les revues internationales avec comité de lecture**

**H. Ezzeddine, S. Bila, S. Verdeyme, F. Seyfert, D. Pacaud**

« Design and Implementation of Compact Diplexers Using Dual-Mode Cavities »  
*En cours de soumission à IEEE Trans Microw. Theory Tech*

**H. Ezzeddine, S. Bila, S. Verdeyme, F. Seyfert, D. Pacaud, J. Puech, L. Estagerie**

« Compact Diplexers and Triplexers Implemented with Dual-Mode Cavities »  
*Accepté à International Journal of Microwave and Wireless Technologies*

### **Publications dans les conférences internationales avec comité de lecture**

**H. Ezzeddine, S. Bila, S. Verdeyme, F. Seyfert, D. Pacaud**

« Coupling Topologies for Realizing Compact Microwave Diplexers with Dual-Mode Cavities »  
*IEEE MTT-S International Microwave Symposium digest, pp. 830-833, 2010.*

**H. Ezzeddine, S. Bila, S. Verdeyme, F. Seyfert**

« Design of a Compact Microwave Duplexer Using Dual Mode Cavities »  
*International Workshop on Microwave Filters, Toulouse, France, November 16-18, 2009*

**H. Ezzeddine, S. Bila, S. Verdeyme, F. Seyfert, D. Pacaud, L. Estagerie,**

« Synthesis and implementation of dual-mode compact multiplexers »  
*Workshop on Recent Achievements in the Synthesis of Microwave Filters and Multiplexers, European Microwave Week / European Microwave Conference, EuMW / EuMC, Manchester, Royaume-Uni, octobre 2011*

### **Publications dans les conférences nationales avec comité de lecture**

**H. Ezzeddine, S. Bila, S. Verdeyme, F. Seyfert, D. Pacaud, J. Puech, L. Estagerie**

« Conception et réalisation de diplexeurs compacts en cavités bimodes »  
*17èmes Journées Nationales Microondes (JNM), Brest, 18-20 Mai 2011*

**H. Ezzeddine, S. Bila, S. Verdeyme, F. Seyfert, D. Pacaud, J. Puech, L. Estagerie**

« Conception d'un filtre optimisé simultanément en amplitude et en temps de propagation de groupe »  
*17èmes Journées Nationales Microondes (JNM), Brest, 18-20 Mai 2011*



# ***ANNEXES***



## I- Annexe 1

Un filtre peut être modélisé par un quadripôle comme montré sur la figure A1.1.

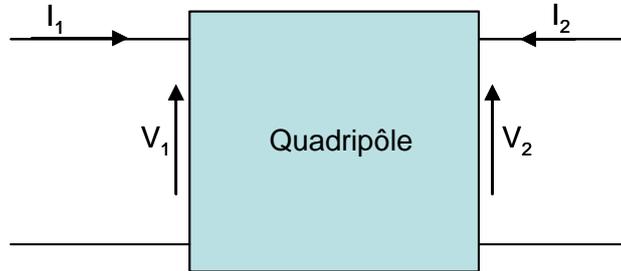


Figure A1.1 : Schéma de principe d'un quadripôle

$E(f)$  et  $S(f)$  sont donc les tensions ou les courants en entrée/sortie du quadripôle, ainsi  $\frac{V_2(f)}{V_1(f)}$  et  $\frac{I_2(f)}{I_1(f)}$  etc... sont des fonctions de transfert. Cependant, ces grandeurs ne sont pas mesurables dans le domaine des microondes. Pour cela, on raisonne sur les puissances et sur les ondes de puissance. Ces grandeurs sont montrées sur la figure A1.2.

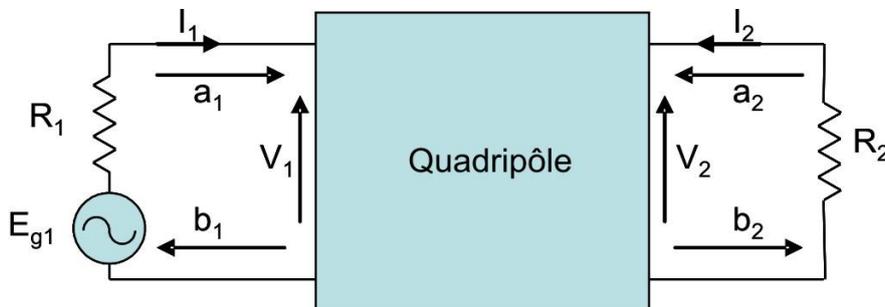


Figure A1.2 : Schéma d'un quadripôle alimenté

Les ondes entrantes sont notées :  $a_1$  et  $a_2$ , et les ondes sortantes sont notées :  $b_1$  et  $b_2$ . Elles sont exprimées en fonction des tensions/courants par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{V_1 + R_1 I_1}{2 \sqrt{R_1}} & b_1 &= \frac{V_1 - R_1 I_1}{2 \sqrt{R_1}} \\ a_2 &= \frac{V_2 + R_2 I_2}{2 \sqrt{R_2}} & b_2 &= \frac{V_2 - R_2 I_2}{2 \sqrt{R_2}} \end{aligned} \quad (A1.1)$$

Ces ondes sont liées entre elles par la matrice de répartition  $[S]$  (*Scattering matrix*) de la manière suivante :

$$b = S \cdot a \quad (A1.2)$$

Avec,

$$b = \begin{matrix} b_1 \\ b_2 \end{matrix} \quad S = \begin{matrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{matrix} \quad a = \begin{matrix} a_1 \\ a_2 \end{matrix} \quad (A1.3)$$

En développant cette équation matricielle, on obtient :

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \quad (A1.4)$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \quad (A1.5)$$

Si la sortie est adaptée ( $a_2 = 0$ ), on obtient :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad \text{et} \quad S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad (A1.6)$$

Or, les puissances mises en jeu sont exprimées en fonction des ondes de puissance de la manière suivante :

$$P_i = \frac{1}{2} * |a_1|^2 \quad , \quad P_r = \frac{1}{2} * |b_1|^2 \quad , \quad P_t = \frac{1}{2} * |b_2|^2 \quad (A1.7)$$

Avec,

$P_i$  : Puissance incidente

$P_r$  : Puissance réfléchiée par le filtre

$P_t$  : Puissance transmise par le filtre

Par conséquent, les fonctions de transfert et de réflexion du quadripôle, notées respectivement  $H(j\omega)$  et  $T(j\omega)$ , sont définies par :

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{P_r}{P_i} = |S_{11}|^2 \quad \text{et} \quad |T(j\omega)|^2 = \frac{P_t}{P_i} = |S_{21}|^2 \quad (A1.8)$$

Si le filtre est adapté en sortie.

De plus, si le filtre est sans pertes, nous avons la relation suivante :

$$|T(j\omega)|^2 + |H(j\omega)|^2 = 1 \quad (A1.9)$$

Par conséquent, on peut exprimer la fonction de transfert sous la forme suivante :

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + |D(j\omega)|^2} \quad (A1.10)$$

Où :

$$D(j\omega) = \frac{T(j\omega)}{H(j\omega)} \quad (A1.11)$$

représente la fonction discriminante du filtre.

D'autre part, les fonctions de transfert et de réflexion sont des fonctions polynomiales rationnelles qui prennent généralement la forme suivante :

$$H(j\omega) = \frac{1}{\varepsilon} \frac{P(j\omega)}{Q(j\omega)}, \quad T(j\omega) = \frac{R(j\omega)}{Q(j\omega)} \quad (A1.12)$$

Où  $\varepsilon$  est un scalaire lié à 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 :

$$D(j\omega) = \varepsilon \frac{R(j\omega)}{P(j\omega)} = \varepsilon \frac{\prod_{i=1}^n (j\omega - Z_{Ri})}{\prod_{i=1}^{n_z} (j\omega - Z_{Pi})} \quad (A1.13)$$

Où  $Z_{Ri}$  (les zéros de  $R$ ) et  $Z_{Pi}$  (les zéros de  $P$ ), sont respectivement les zéros de réflexion et de transmission.  $n$  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  $P(j\omega)$ . Enfin, d'après l'équation (A1.9), le polynôme  $Q(j\omega)$  peut être calculé ainsi que les pôles (zéros de  $Q$ ).

Les fonctions utilisées en pratique pour  $D(j\omega)$  sont données ci-dessous. Ces fonctions sont calculées pour un prototype passe-bas. Pour obtenir le filtre passe-bande correspondant, une transformation en fréquence passe-bas passe-bande connue en [A1.1] peut être réalisée.

### **I.1. La fonction Butterworth**

Il s'agit de l'approximation la plus simple de la fonction de filtrage idéale. La fonction discriminante  $D(j\omega)$  est une fonction puissance de la pulsation :

$$D(j\omega) = (j\omega)^n \quad (A1.14)$$

Avec,  $n$  l'ordre du filtre.

Par conséquent, la fonction de transfert est donnée par :

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad (A1.15)$$

En pratique, on exprime la fonction de transfert en dB :

$$|H(j\omega)|_{dB} = 20 * \log |H(j\omega)| = 10 * \log\left(\frac{1}{1 + \omega^{2n}}\right) \quad (A1.16)$$

Le tracé de cette fonction pour différents ordres est donné ci-dessous :

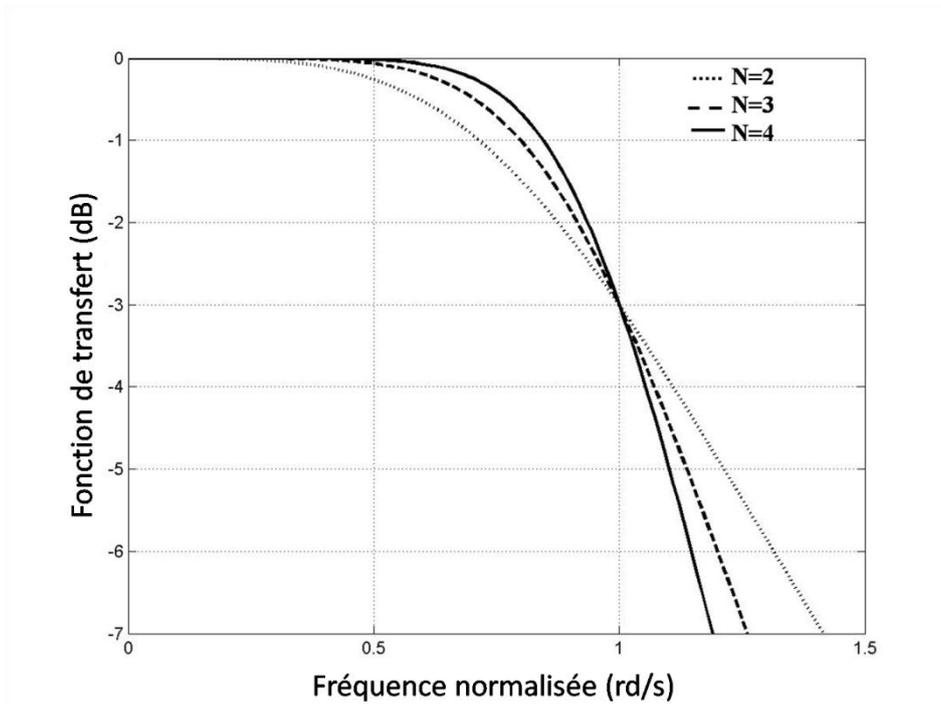


Figure A1.3 : Fonction de transfert d'un prototype passe-bas de type Butterworth pour différents ordres

On voit que pour  $\omega=1 \text{ rd/s}$ ,  $|H(j\omega)|_{dB} = -3 \text{ dB}$ . Cela correspond à une transmission de la moitié de la puissance incidente, et marque une transition entre la bande passante et la bande coupée. On parle alors de bande passante à  $-3 \text{ dB}$ .

## I.2. La fonction Tchebychev

Cette fonction est telle que les réponses en transmission et en réflexion ne présentent pas d'ondulation hors de la bande passante, mais une ondulation constante  $\epsilon$  dans la bande passante. Elle est calculée pour obtenir dans ces conditions une sélectivité optimale, pour un ordre  $n$  donné. La fonction discriminante  $D(j\omega)$  dans ce cas est :

$$D(j\omega) = j^n * \epsilon * T_n(\omega) \quad (A1.17)$$

avec  $T_n(\omega)$  le polynôme de Tchebychev de degré  $n$ , défini par :

$$T_n(\omega) = \cos n * \cos^{-1} \omega \quad \text{si } \omega < 1 \text{ rd/s} \quad (A1.18)$$

$$T_n(\omega) = \cosh n * \cosh^{-1} \omega \quad \text{si } \omega > 1 \text{ rd/s} \quad (A1.19)$$

Une comparaison, pour un ordre  $n = 2$ , entre une fonction Tchebychev ayant une ondulation de  $0.2 \text{ dB}$  et une fonction Butterworth est donné ci-dessous :

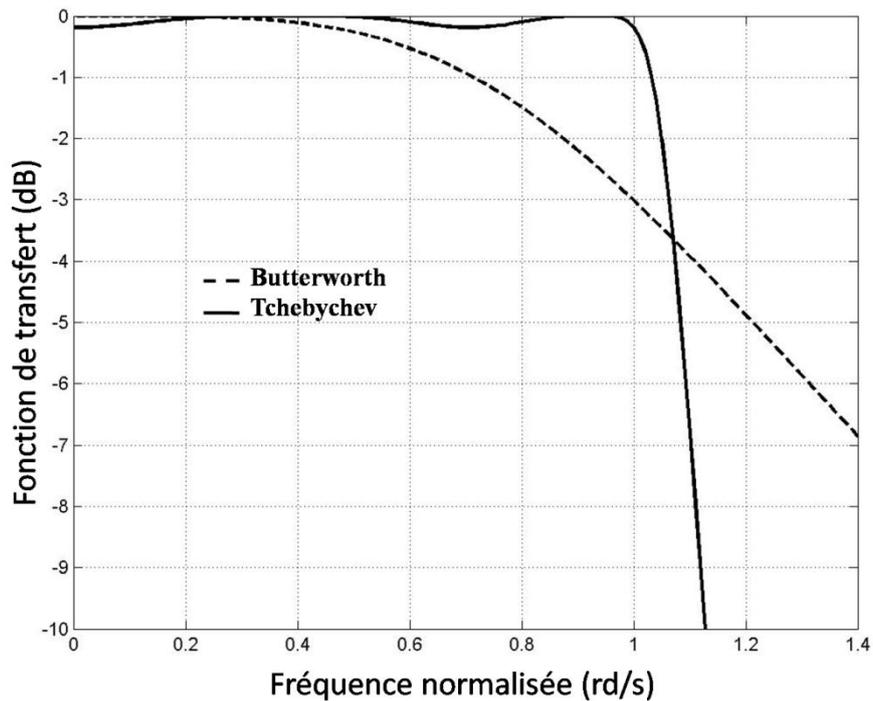


Figure A1.4 : Comparaison entre les fonctions de transfert Butterworth et Tchebychev pour  $n=2$

On constate que pour un ordre  $n$  donné, la fonction Tchebychev est plus sélective que la fonction Butterworth. Tout de même, cette fonction présente des ondulations dans la bande passante qui peuvent avoir un effet non négligeable sur les performances électriques d'un filtre.

On note que la bande passante ( $\omega = 1 \text{ rd/s}$ ) de la fonction Tchebychev correspond à un niveau de transmission égal à la valeur de l'ondulation dans la bande passante. On parle alors de bande passante équi-ondulation (dans le cas Butterworth le niveau de transmission est à  $-3\text{dB}$  pour  $\omega = 1 \text{ rd/s}$ ).

On note que pour ces deux fonctions (Butterworth et Tchebychev),  $P(j\omega) = 1$ . Par conséquent, tous les zéros de transmission sont à l'infini. Afin d'avoir encore plus de sélectivité, on va imposer ces zéros à des fréquences finis dans la bande atténuée. Il s'agit de la fonction pseudo-elliptique.

### I.3. La fonction pseudo-elliptique

La fonction discriminante  $D(j\omega)$  d'une fonction de type pseudo elliptique (ou Tchebychev généralisé) est donnée par :

$$D(j\omega) = \epsilon * T_n(\omega) \quad (A1.20)$$

Avec,

$$T_n(\omega) = \cos h \prod_{i=1}^n \cosh^{-1} x_i(\omega) \quad (A1.21)$$

Et,

$$x_i(\omega) = \frac{\omega - 1/\omega_i}{1 - \omega/\omega_i} \quad (A1.22)$$

Les  $m$  zéros finis de  $P$  ( $p_i = j\omega_i$ ) sont les zéros de transmission imposés (les autres zéros sont placés à l'infini). Les  $n$  zéros de  $R$ , répartis entre  $-j$  et  $+j$ , dépendent des  $p_i$  et sont calculés par récurrence. Les  $n$  zéros de  $Q$  sont déduits de  $P$  et  $R$  d'après la relation de conservativité (A1.9).

Une comparaison, pour un ordre  $n = 4$ , entre une fonction Tchebychev et une fonction pseudo-elliptique ayant un zéro de transmission à  $\omega_i = 1.5$  rd/s est montrée ci-dessous. L'ondulation est fixée à 1 dB.

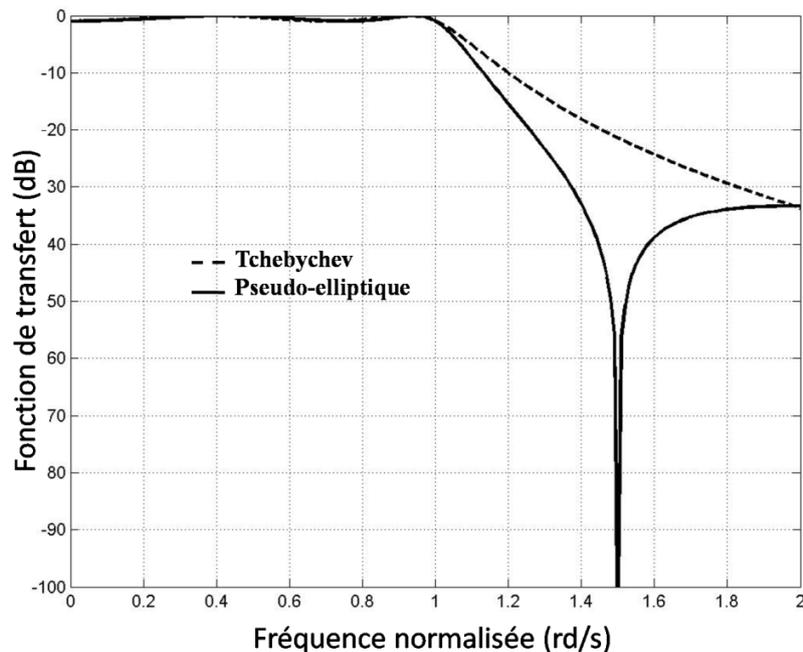


Figure A1.5 : Comparaison entre les fonctions Tchebychev et pseudo-elliptique pour  $n=4$

On voit que le zéro de transmission dans la bande atténuée, permet d'atteindre des niveaux de réjection plus élevés à proximité de la bande passante pour un même ordre de filtre.

Enfin, une comparaison entre les fonctions Butterworth, Tchebychev, et pseudo-elliptique en module et en temps de propagation de groupe (figure A1.6) montre une variation plus importante du temps de propagation de groupe lorsque la réjection est améliorée

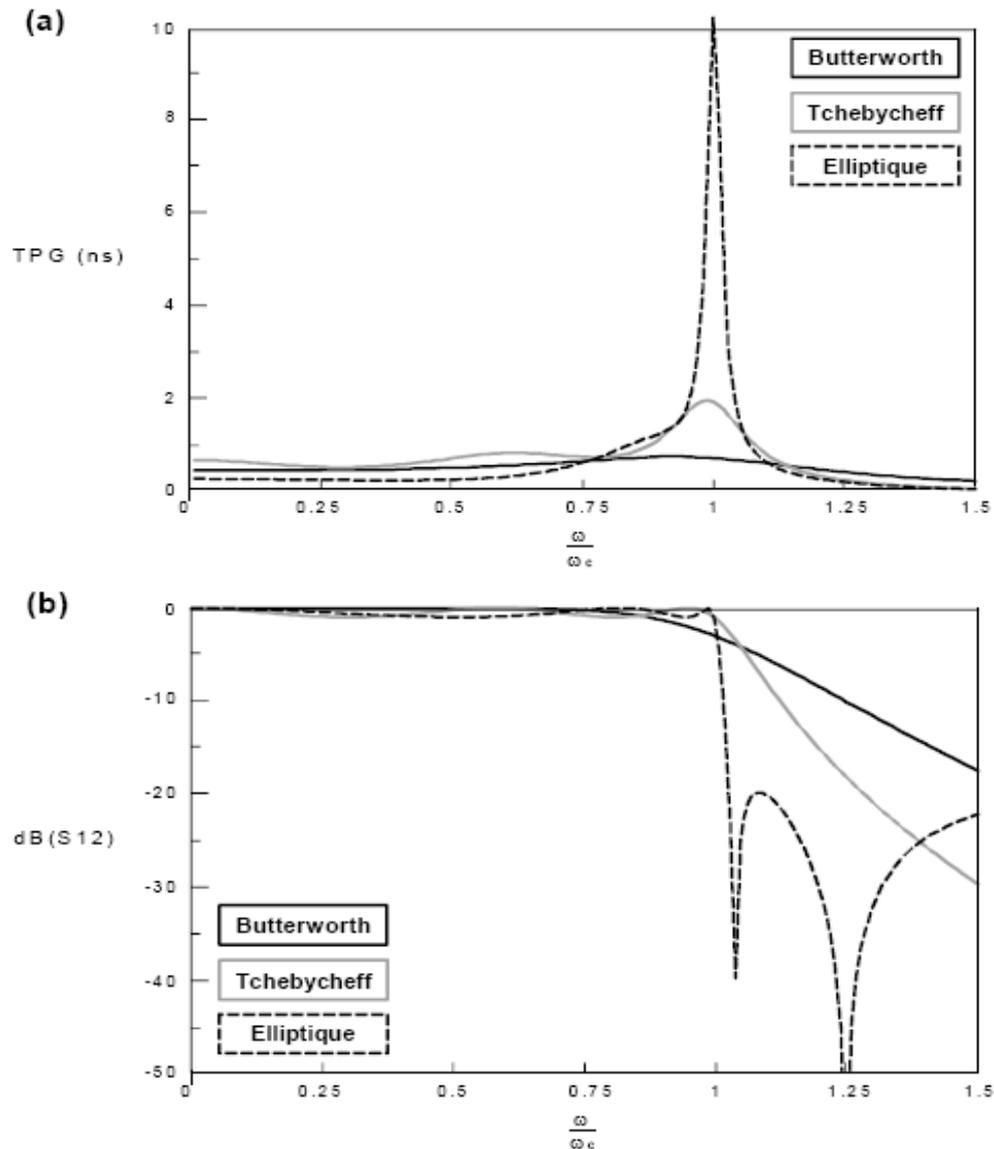
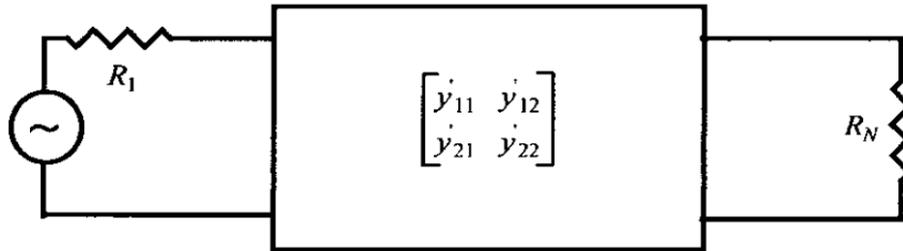


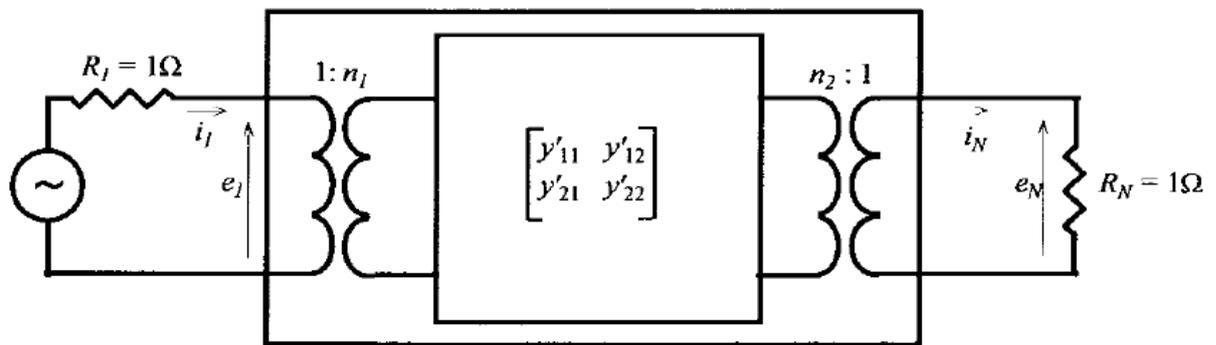
Figure A1.6 : Comparaison entre les trois fonctions usuelles : (a) en *TPG* ; (b) en module [17]

## II- Annexe 2

La figure A2.1 montre le circuit équivalent d'un filtre  $N$  pôles à deux accès alimenté avec une source de tension et connecté aux impédances de source  $R_I$  et de charge  $R_N$ .

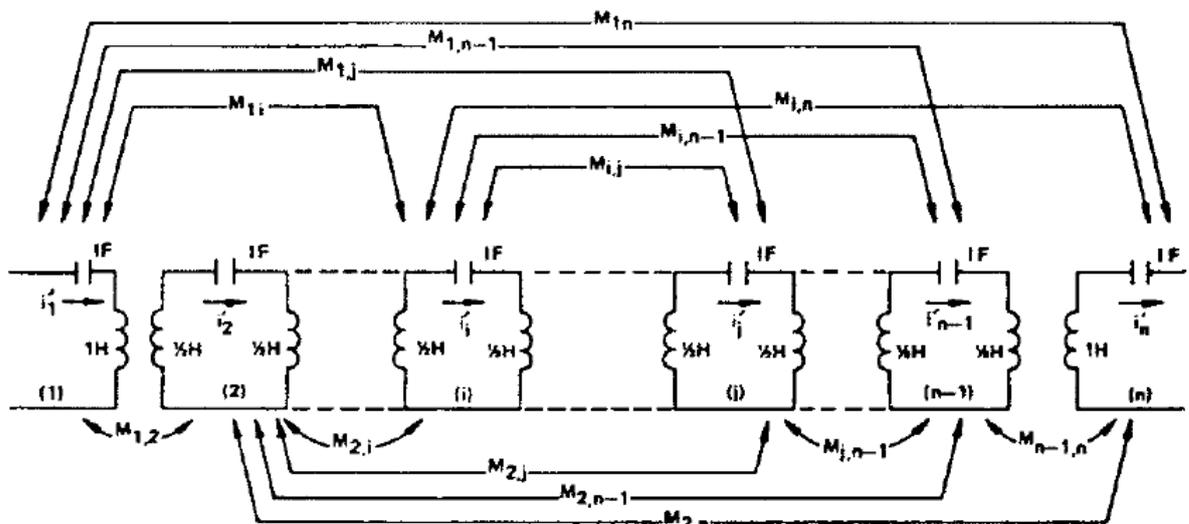


(a)



$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_1^2 y'_{11} & n_1 n_2 y'_{12} \\ n_1 n_2 y'_{21} & n_2^2 y'_{22} \end{bmatrix}$$

(b)



(c)

Figure A2.1 : circuit équivalent d'un filtre  $N$  pôles à bande étroite sans pertes, (a) : réseau équivalent entre  $R_I$  et  $R_N$ ; (b) : normalisation des impédances d'entrée/sortie par utilisation de transformateurs ; (c) : circuit équivalent détaillée [34]

L'impédance d'entrée  $Z_{II}$  du quadripôle est calculée en fonction des admittances en court-circuit avec la formule suivante :

$$Z_{11} p = \frac{z_{11} \cdot 1 \cdot y_{22} + R_N}{z_{22} + R_N} = \frac{z_{11} \cdot 1 \cdot y_{22} + 1}{z_{22} + 1} \quad (A2.1)$$

Si  $R_N$  est normalisée à  $1\Omega$  (figure A2.1(b)).

Si  $R_I=1\Omega$  (figure A2.1(b)), l'impédance d'entrée s'écrit de la forme suivante :

$$Z_{11} p = \frac{1 - S_{11}(p)}{1 + S_{11}(p)} = \frac{Q(p) \pm R(p)}{Q(p) \mp R(p)} = \frac{m_1 + n_1}{m_2 + n_2} \quad (A2.2)$$

où  $m_1$ ,  $m_2$ ,  $n_1$  et  $n_2$  sont des polynômes respectivement pairs et impairs construits à partir de  $R(p)$  et  $Q(p)$  :

$$R(p) = R_0 + R_1 p + R_2 p^2 + \dots \quad (A2.3)$$

$$Q(p) = Q_0 + Q_1 p + Q_2 p^2 + \dots \quad (A2.4)$$

$$m_1 = \text{Re}(R_0 + Q_0) + \text{Im}(R_1 + Q_1) p + \text{Re}(R_2 + Q_2) p^2 + \dots \quad (A2.5)$$

$$n_1 = \text{Im}(R_0 + Q_0) + \text{Re}(R_1 + Q_1) p + \text{Im}(R_2 + Q_2) p^2 + \dots \quad (A2.6)$$

Si  $N$  est pair, on pose

$$Z_{11} p = \frac{n_1 * m_1 \cdot n_1 + 1}{m_2 + n_2} \quad (A2.7)$$

En comparant (A2.1) et (A2.7) on peut en déduire que

$$y_{22} = n_1 \cdot m_1 \quad (A2.8)$$

Et

$$y_{21} = \frac{P(p)}{\epsilon m_1} \quad (A2.9)$$

Si  $N$  est impair, on pose

$$Z_{11} p = \frac{m_1 * n_1 \cdot m_1 + 1}{m_2 + n_2} \quad (A2.10)$$

Alors,

$$y_{22} = m_1 \cdot n_1 \quad (A2.11)$$

Et

$$y_{21} = \frac{P(p)}{\epsilon n_1} \quad (A2.12)$$

Après avoir exprimé les admittances en court-circuit à partir des polynômes caractéristiques, ces mêmes admittances en court-circuit doivent être reliées aux éléments du circuit équivalent.

D'après la figure A2.1(b), on peut relier les tensions et courants aux accès par :

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} e_1 \\ e_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} n_1^2 * y'_{11} & n_1 n_2 * y'_{12} \\ n_1 n_2 * y'_{21} & n_2^2 * y'_{22} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} e_1 \\ e_N \end{pmatrix} \quad (A2.13)$$

En écrivant la loi des mailles dans chaque résonateur pour le circuit interne détaillé sur la figure A2.1(c), on peut écrire :

$$jM + pI + R * i_1, i_2, i_3, \dots, i_N^t = e_1 * 1, 0, 0, \dots, 0^t \quad (A2.14)$$

Avec :

$$M = \begin{pmatrix} M_{11} & M_{12} & \dots & \dots & M_{1N} \\ M_{12} & M_{22} & & & \\ \vdots & & \ddots & & \\ \vdots & & & \ddots & \\ M_{1N} & & & & M_{NN} \end{pmatrix} \quad (A2.15)$$

$$R = \begin{pmatrix} R_1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & & & \\ \vdots & & \ddots & & \\ \vdots & & & \ddots & \\ 0 & & & & R_N \end{pmatrix} \quad (A2.16)$$

Et  $I$  la matrice identité.

La résolution de (A2.14) pour  $R_1 = R_N = 0$  permet de calculer les admittances en court circuit  $y_{21}$  et  $y_{22}$ :

$$y_{21} p = \frac{i_N}{e_1} \Big|_{R_1, R_N=0} = j - M - \omega I_{N1}^{-1} \quad (A2.17)$$

$$y_{22} p = \frac{i_N}{e_N} \Big|_{R_1, R_N=0} = j - M - \omega I_{NN}^{-1} \quad (A2.18)$$

$M$  est une matrice réelle et symétrique par rapport à la diagonale principale et toutes ses valeurs propres sont réelles. Il existe donc une matrice orthogonale  $T$  telle que :

$$-M = T * \Lambda * T^t \quad (A2.19)$$

Où :

$$\Lambda = \text{diag } \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_N \quad (A2.20)$$

$\lambda_i$  étant les valeurs propres de  $-M$

Et

$$T * T^t = I \quad (A2.21)$$

D'après ces dernières équations, les admittances en court-circuit peuvent s'écrire :

$$y_{21} p = j T * \Lambda * T^t - \omega I_{N1}^{-1} \quad (A2.22)$$

Et

$$y_{22} p = j T * \Lambda * T^t - \omega I_{NN}^{-1} \quad (A2.23)$$

La solution générale peut s'écrire sous la forme suivante:

$$T * \Lambda * T^t - \omega I_{ij}^{-1} = \sum_{k=1}^N \frac{T_{ik} T_{jk}}{\omega - \lambda_k} \quad i, j = 1, 2, 3, \dots, N \quad (A2.24)$$

Alors,

$$y_{21} p = j \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk} T_{1k}}{\omega - \lambda_k} \quad (A2.25)$$

Et,

$$y_{22} p = j \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk}^2}{\omega - \lambda_k} \quad (A2.26)$$

Ces dernières équations permettent de relier les admittances en court-circuit du circuit équivalent à leur expression déduite des polynômes caractéristiques.

Les équations (A2.25) et (A2.26) montre que les valeurs propres  $\lambda_k$  de  $-M$  sont les racines du dénominateur commun de  $y_{21}(p)$  et  $y_{22}(p)$ . La première et la dernière ligne de la matrice  $T$  ( $T_{1k}$  et  $T_{Nk}$ ) peuvent être calculées à partir des résidus des admittances en court-circuit  $y_{21}(p)$  et  $y_{22}(p)$ . Connaissant les numérateurs et les dénominateurs de  $y_{21}(p)$  et  $y_{22}(p)$  d'après les équations (A2.8) et (A2.9), les résidus  $r_{22k}$  et  $r_{21k}$  peuvent être déterminés et on obtient:

$$T_{Nk} = \overline{r_{22k}} \quad (A2.27)$$

Et

$$T_{1k} = \frac{r_{21k}}{T_{Nk}} = \frac{r_{21k}}{r_{22k}} \quad k = 1, 2, 3, \dots, N \quad (A2.28)$$

La résolution de (A2.13) permet de déterminer les valeurs de  $n_1$  et  $n_2$  tel que:

$$n_1^2 = R_1 = \sum_{k=1}^N T_{1k}^2 \quad (A2.29)$$

Et,

$$n_2^2 = R_N = \sum_{k=1}^N T_{Nk}^2 \quad (A2.30)$$

Pour le circuit interne, on obtient alors :

$$T'_{1k} = \frac{T_{1k}}{n_1} \quad (A2.31)$$

Et,

$$T'_{Nk} = \frac{T_{Nk}}{n_2} \quad (A2.32)$$

La première et la dernière ligne de la matrice  $T$  calculées, les autres lignes peuvent être choisies en appliquant le procédé d'ortho-normalisation de Gram-Schmidt ou un procédé équivalent, et la matrice de couplage  $M$  peut être synthétisée en utilisant (A2.19).

### III- Annexe 3

#### 1. La règle du plus court chemin

Elle permet de prévoir le nombre maximum de zéros de transmission atteignable pour une topologie de couplage donnée. Si  $n$  est le nombre de résonateurs et  $m$  est le nombre de couplages constituant le chemin le plus court entre S (*Source*) et L (*Load*), le nombre de zéros de transmission  $N_z$  que l'on peut obtenir avec cette topologie est  $N_z = n - m + 1$ . Par exemple, sur les topologies de couplage de la figure A3.1, on a :  $n = 4$ ,  $m = 3$ , donc,  $N_z = 2$ .

#### 2. Le nombre de degrés de liberté

Le nombre de paramètres (c'est à dire le nombre de couplages, plus le nombre de résonateurs asynchrones pour les fonctions dissymétriques) doit être suffisant pour permettre le réglage de l'ensemble des zéros à réaliser. Un résonateur asynchrone est un résonateur dont la fréquence de résonance est différente de la fréquence centrale du filtre.

Pour réaliser une fonction de transfert à  $n$  pôles et  $N_z$  zéros de transmission,  $2n + N_z + 1$  paramètres sont nécessaires pour une fonction dissymétrique et  $n + N_z/2 + 1$  pour une fonction symétrique. Par exemple, sur la topologie de couplage de la figure A3.1(a), le nombre de couplages dans la topologie =  $n + N_z/2 + 1 = 6$ . Et sur la figure A3.1(b), le nombre de couplages dans la topologie + le nombre de résonateurs asynchrones =  $7 + 4 = 2n + N_z + 1 = 11$ . Donc, les topologies de couplage sont compatibles avec les fonctions de transfert dans les 2 cas.

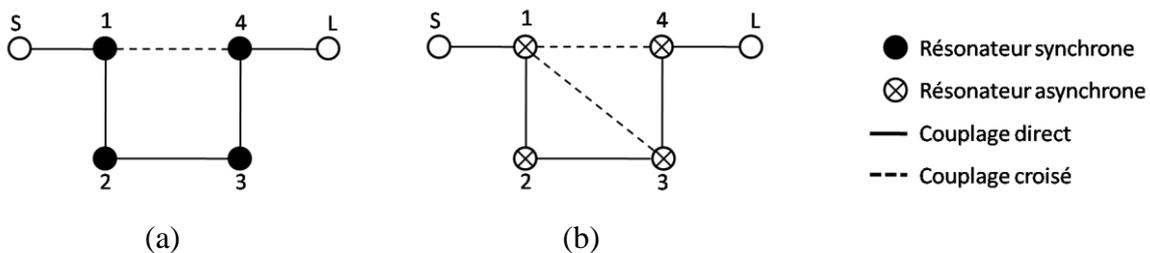


Figure A3.1 : Topologie de couplage réalisant une fonction d'ordre 4 ayant 2 zéros de transmission, (a) : cas symétrique, (b) : cas dissymétrique





## RÉSUMÉ

Ces travaux de thèse s'inscrivent dans le cadre de l'optimisation des méthodes de synthèse et de conception des dispositifs de filtrage et de multiplexage hyperfréquences passifs, afin d'améliorer les performances et simplifier l'architecture des systèmes de télécommunications actuels.

Le premier chapitre présente le contexte général de l'étude en décrivant les principales technologies et méthodes de synthèse et de conception utilisées pour réaliser les filtres et les multiplexeurs hyperfréquences employés dans les communications spatiales.

Le second chapitre présente une approche optimisée pour la synthèse de filtres hyperfréquences ayant simultanément une forte sélectivité et des faibles variations du temps de propagation de groupe. L'intérêt de cette approche est montré sur des exemples concrets.

Le dernier chapitre est consacré à la simplification de l'architecture des multiplexeurs hyperfréquences afin d'améliorer leur compacité. La conception et la réalisation de diplexeurs et triplexeurs compacts sont présentées et comparées aux solutions de multiplexage existantes.

## ABSTRACT

This thesis concerns the optimization of synthesis and design of passive microwave filtering and multiplexing devices, to improve performances and simplify the architecture of current telecommunications systems.

The first chapter presents the general context of the study by describing main technologies and methods of synthesis and design used to achieve microwave filters and multiplexers for space communications.

The second chapter presents an optimized approach for the synthesis of microwave filters with simultaneously high selectivity and low group-delay variations. The advantage of this approach is demonstrated on concrete examples.

The last chapter is dedicated to simplifying the architecture of microwave multiplexers in order to improve their compactness. The design and implementation of compact diplexers and triplexers are presented and compared with existing solution.

*Mots clés: filtres hyperfréquences passifs, multiplexeurs compacts, communications spatiales, technologie bimode volumique, matrice de couplage.*

*Keywords: passive microwave filters, compact multiplexers, space communications, dual-mode cavities, coupling matrix.*