

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE : Sciences et Ingénierie pour l'Information

FACULTE des SCIENCES et TECHNIQUES de LIMOGES

Année 2012

Thèse N° 48/2012

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

Pierre MAZET

Le 28 Novembre 2012

Etude de nouveaux dispositifs hyperfréquences pour le multiplexage et le routage dans les charges utiles de satellite

Thèse dirigée par Stéphane BILA et Serge VERDEYME

Jury :

T. MONEDIERE	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Président
E. RIUS	Professeur à l'UBO - Brest	Rapporteur
P. FERRARI	Professeur à l'UJF - Grenoble	Rapporteur
J. PUECH	Ingénieur au CNES - Toulouse	Examineur
D. PACAUD	Ingénieur à Thales Alenia Space - Toulouse	Examineur
F. SEYFERT	Chargé de Recherche INRIA - Sophia-Antipolis	Examineur
S. BILA	Chargé de Recherche CNRS - XLIM	Examineur
S. VERDEYME	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Examineur
L. ESTAGERIE	Ingénieur au CNES - Toulouse	Invitée

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 profonde reconnaissance pour m'avoir accueilli dans son équipe.

Je suis très reconnaissant à Monsieur Thierry MONEDIERE, 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 Philippe FERRARI, Professeur à l'université Joseph Fourier de Grenoble, qui ont accepté d'assurer la tâche de rapporteur.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Fabien SEYFERT, Chargé de Recherches à l'INRIA, Monsieur Damien PACAUD, Ingénieur à Thales Alenia Space, Monsieur Jérôme PUECH et Madame Laëtitia ESTAGERIE, Ingénieurs au CNES pour leurs soutiens, leurs conseils et leurs disponibilités durant ces trois années ainsi que pour leur présence dans ce jury.

Je tiens tout particulièrement à exprimer ma reconnaissance à Monsieur Serge VERDEYME, Professeur à l'Université de Limoges et à Monsieur Stéphane BILA, Chargé de recherches au CNRS pour avoir encadrés mes travaux pendant trois ans. Leurs compétences, leurs soutiens et leurs disponibilités ont grandement contribués à la réussite de ces travaux.

Je remercie grandement Monsieur Hussein EZZEDDINE, docteur de l'université de Limoges pour son soutien, sa disponibilité, sa bonne humeur et son aide éclairée durant ses trois années.

Enfin, je tiens à remercier mes amis Ludovic CARPENTIER, Jonathan GAUVIN, Jérôme CHERON, David MARDIVIRIN, Fabien BARRIERE et Lise CATHERINOT, doctorants au laboratoire XLIM pour leur précieuse amitié et qui ont contribué à faire de cette thèse une expérience formidable.

Les derniers remerciements vont à ma compagne qui a su s'adapter et se montrer patiente face aux humeurs changeantes d'un doctorant et à mes parents qui sont un soutien permanent dans toutes les étapes de ma vie.

Sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE	2
CHAPITRE 1 – REVUE DES DISPOSITIFS DE FILTRAGE ET DE MULTIPLEXAGE DANS LES SATELLITES DE TELECOMMUNICATION.....	3
I- Introduction	5
II- Les satellites de télécommunications [1]-[9]	6
II.1. Définition et historique [1]-[5].....	6
II.2. Description des systèmes constituant un satellite de télécommunication [2]-[5]	7
II.2.1. La plate-forme.....	7
II.2.2. La charge utile	8
III- Technologies de filtrage et de multiplexage du sous-système répéteur [10]-[32]	12
III.1. Technologies de filtres d'OMUX/IMUX.....	12
III.2.1. Filtres en cavités bimodes.....	13
III.2.2. Filtres à résonateurs diélectriques.....	14
III.2.3. Filtres d'IMUX	15
III.3. Dispositifs de multiplexage (IMUX et OMUX).....	16
III.3.1. Les multiplexeurs à base de circulateurs [2], [23]-[25].....	16
III.3.2. Les multiplexeurs sur manifold [2], [26]	18
IV- Méthodes de synthèse et de conception des filtres d'OMUX/IMUX [2], [6], [33]-[45].....	21
IV.1. Fonction de transfert [36], [43]	22
IV.2. Modèle électrique en éléments localisés et matrice de couplage [17], [19-20], [33-35], [37], [40]	25
IV.3. Conception électromagnétique des filtres d'OMUX [17-20], [33-35], [37], [40].....	27
IV.3.1. Calcul des dimensions initiales	27
IV.3.2. Optimisation de la structure globale par identification.....	34
IV.4. Synthèse des multiplexeurs sur manifold [2]	36
IV.4.1. Initialisation des longueurs de calage.....	37
IV.4.2. Synthèse globale de l'OMUX	37
V- Conclusion	41

CHAPITRE 2 – DEVELOPPEMENT DE NOUVEAUX DISPOSITIFS DE CONTRÔLE DE PHASE POUR LES MULTIPLEXEURS DE SORTIE SUR MANIFOLD.....	43
I- Introduction	45
II- Réglage d'un cas test d'OMUX 3 canaux en bande Ku [2], [6].....	46
II.1. Description du processus de réglage	46
II.1.1. Synthèse du multiplexeur en éléments localisés	46
II.1.2. Dimensionnement des filtres de canal	47
II.1.3. Optimisation de la structure électromagnétique globale	49
II.2. Modèle mixte (électromagnétique/circuit) de l'OMUX 3 canaux.....	50
II.2.1. Validation du modèle.....	51
II.2.2. Modes de résonance parasites des filtres	54
III- Identification et origine physique des phénomènes parasites dus au manifold [2], [6]	58
III.1. Définition et description des phénomènes parasites	58
III.2.2. Définition et méthodes d'identification des pics manifold sur l'OMUX réglé	61
III.2.1. Explication physique sur l'origine des pics manifold	63
III.2.2. Identification des pics manifold créés par la charge arrière	66
III.2.3. Identification des pics manifold créés par la charge amont	70
IV- Solutions proposées pour le contrôle des pics manifold	74
IV.1. Etude d'une solution idéale permettant de déplacer les pics manifold.....	74
IV.2. Conception et optimisation d'une discontinuité pour le contrôle des pics manifold créés par la charge amont	77
IV.2.1. Synthèse de la discontinuité.....	77
IV.2.2. Intégration de la discontinuité dans l'OMUX.....	81
IV.2.3. Optimisation de la discontinuité intégrée à l'OMUX	84
IV.3. Etude de la discontinuité pour le contrôle des pics manifold créés par la charge arrière	92
V- Conclusion	97

CHAPITRE 3 – CONCEPTION ET OPTIMISATION DE DISPOSITIFS DE FILTRAGE

COMPACTS	99
I- Introduction	101
II- État de l’art des multiplexeurs compacts	103
II.1. Méthode de synthèse basée sur le calcul des fonctions caractéristiques du multiplexeur [28-29].....	103
II.1.1. Principe	103
II.1.2. Exemple de conception.....	108
II.2. Méthode de synthèse basée sur l’optimisation de la matrice de couplage généralisée [29-30], [52].....	110
II.2.1. Principe	110
II.2.2. Méthode d’optimisation utilisée.....	112
II.2.3. Exemple de conception.....	114
II.3. Conclusion sur l’état de l’art des multiplexeurs compacts	116
III- Conception de diplexeurs compacts en cavités bimodes.....	117
III.1. Cahier des charges	117
III.2. Synthèse théorique du diplexeur compact.....	119
III.2.1 Synthèse des canaux individuels.....	119
III.2.2 Synthèse du diplexeur.....	121
III.3. Conception électromagnétique du diplexeur	125
III.3.1. Implémentation en cavités bimodes.....	125
III.3.2. Dimensionnement des canaux.....	126
III.3.3. Dimensionnement de la cavité du milieu	130
III.3.4. Optimisation du diplexeur complet	132
IV- Conception d’un routeur compact en cavités bimodes	135
IV.1. Etat de l’art des combineurs/diviseurs de puissance	136
IV.1.1. Combineurs/diviseurs de type Wilkinson	137
IV.1.2. Exemple de diviseur de puissance à base de résonateurs couplés [56]	138
IV.2. Cahier des charges et synthèse du circuit équivalent	140
IV.2.1 Sélection de la topologie de filtrage	141
IV.2.2 Synthèse en éléments localisés	144
IV.3. Conception électromagnétique par segmentation	147
IV3.1. Dimensionnement des canaux	148
IV.3.2. Optimisation du routeur complet.....	150
V- Conclusion.....	153
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	155

RÉFÉRENCES	161
ANNEXES	173
I- Annexe 1	175
I.1. La fonction Butterworth	177
I.2. La fonction Tchebychev	178
I.3. La fonction pseudo-elliptique	180
II- Annexe 2	182
III- Annexe 3	187
IV- Annexe 4	189
VI.1. Etude de la longueur L2	189
VI.2. Variation de +/- 20 % de la longueur B_step ($3.96\text{ mm} < b_{\text{step}} < 5.94\text{ mm}$).....	190
VI.3. Variation de +/- 20 % de la longueur L_step ($7.28\text{ mm} < L_{\text{step}} < 10.92\text{ mm}$)	191
VI.4. Variation de +/- 20 % de la longueur L1 ($4.32\text{ mm} < L1 < 6.48\text{ mm}$)	192
V- Annexe 5	193
VI- Annexe 6	196
VII- Annexe 7	200

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le développement des télécommunications par satellites nécessite la mise au point d'équipements électroniques possédant des performances et des fonctionnalités toujours plus importantes. Ces performances doivent s'accorder avec une volonté de réduire les coûts et les temps de conception et de fabrication.

Les spécifications pour les fonctions de filtrage des signaux sont notamment très sévères : les dispositifs de filtrage hyperfréquences doivent répondre à des contraintes de natures physiques (poids, encombrement,...) et électriques (sélectivité, temps de propagation de groupe, pertes, tenue en puissance,...) de plus en plus strictes. Pour répondre à ce besoin, il est primordial de mettre en place des méthodologies de synthèse appropriées dans le but de faciliter la conception de dispositifs de plus en plus complexes.

Les travaux présentés dans ce manuscrit sont réalisés dans le cadre d'actions de R&T du Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) et s'inscrivent dans deux axes de recherche.

Le premier axe concerne la conception des multiplexeurs de sortie sur manifold et le développement d'un dispositif permettant d'optimiser leur comportement.

Le second axe concerne le développement d'architectures compactes pour la conception de multiplexeurs et de routeurs.

Le *premier chapitre* présente le contexte général de l'étude, avec notamment le rôle des filtres et des multiplexeurs dans les charges utiles des satellites de télécommunications. Nous décrirons dans ce chapitre les technologies de filtrage et de multiplexage utilisées classiquement dans la charge utile d'un satellite ainsi que les méthodes de synthèse et de conception de ces filtres.

Dans le *second chapitre*, nous nous intéressons au développement de nouveaux dispositifs hyperfréquences permettant de contrôler la position des phénomènes de résonance parasites apparaissant dans la réponse des multiplexeurs de sortie (OMUX). Pour cela, nous étudions l'ensemble des phénomènes parasites sur un cas test d'OMUX 3 canaux large bande en bande Ku. A partir de cet exemple, nous présentons l'origine physique de ces pics parasites et les méthodes d'identification. Une solution idéale est ensuite exposée puis implémentée en hautes fréquences grâce à une discontinuité intégrée dans l'OMUX pour déplacer les pics manifold.

Le *troisième chapitre* est consacré au développement de dispositifs de filtrage compacts. Ces nouveaux dispositifs multiports permettent de simplifier l'architecture des systèmes de télécommunications. Nous étudions tout d'abord les multiplexeurs compacts en situant notre travail par rapport à la littérature puis en présentant la conception d'un diplexeur compact en bande Ka où nous montrons que l'interaction des canaux peut s'avérer extrêmement pratique pour intégrer ces dispositifs. Le deuxième dispositif est un dispositif de routage compact 2 voies vers 2. La faisabilité de ce dispositif compact totalement original est globalement démontrée et quelques voies d'amélioration du design sont proposées.

Pour terminer ce manuscrit, une conclusion dresse le bilan sur les différents travaux réalisés au cours de cette thèse et différentes perspectives sont proposées pour améliorer tous les dispositifs étudiés.

CHAPITRE 1 - REVUE DES
DISPOSITIFS DE FILTRAGE ET DE
MULTIPLEXAGE DANS LES
SATELLITES DE TELECOMMUNICATION

I- Introduction

Ce premier chapitre présente tout d'abord le domaine des télécommunications spatiales, avec une description des satellites de télécommunication qui sont l'application principale des travaux réalisés durant ce doctorat. Nous effectuerons une description des systèmes constituant un satellite de télécommunication comme sa plate-forme et sa charge utile et plus particulièrement les dispositifs de filtrage et de multiplexage du sous-système répéteur de la charge utile.

Nous nous concentrons dans la deuxième partie sur la description des technologies de filtrage et de multiplexage (IMUX et OMUX) utilisées classiquement dans la charge utile du satellite.

Dans la dernière partie de ce premier chapitre, nous décrirons les méthodes de synthèse et de conception des filtres. Ces méthodes ont constitué la base des développements effectués lors de ce travail de thèse et qui seront décrits dans les deux autres chapitres de ce manuscrit.

II- Les satellites de télécommunications [1]-[9]

II.1. Définition et historique [1]-[5]

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.

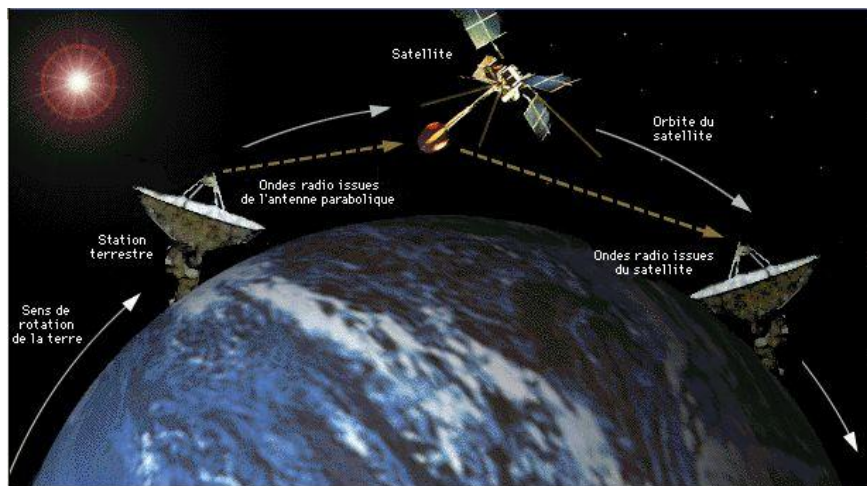


Figure I.1 : Organisation d'une liaison de communication par satellite

Un satellite de télécommunications peut utiliser une orbite géostationnaire, une orbite terrestre basse ou une orbite de Molniya [4]. Les satellites de télécommunication à orbite géostationnaire constituent de loin les satellites les plus employés actuellement. Placés au-dessus de l'équateur à 35 786 km d'altitude, ces satellites se déplacent dans le même sens et à la même vitesse angulaire que la terre. Plus exactement, il fait le tour de la terre en 23h56min. Ainsi, ils apparaissent immobiles depuis le sol et peuvent couvrir instantanément une large calotte équivalente à 40 % de la surface terrestre. Par l'intermédiaire de stations terrestres, un satellite de télécommunication permet de transmettre à grande distance des informations de diverses natures. Ils reçoivent des signaux en provenance d'une station terrestre, les amplifient, puis les retransmettent vers une autre station. L'orbite géostationnaire s'avère 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.

Le tout premier satellite est mis en orbite le 4 Octobre 1957 par l'Union Soviétique. Il s'agit de SPOUTNIK 1. En 1962, TELSTAR 1 et RELAY révèlent au grand public l'importance des télécommunications transatlantiques en diffusant des Etats-Unis vers l'Europe quelques transmissions de télévision. Le 6 Avril 1965, le lancement d'EARLY BIRD marque l'inauguration du réseau commercial de télécommunications internationales par satellite ou INTELSAT. Créée en 1964 sous l'impulsion d'une société privée, la COMSAT et appuyée par le gouvernement américain, INTELSAT groupe aujourd'hui plus de 132 pays se partageant les services des satellites du réseau [1].

II.2. Description des systèmes constituant un satellite de télécommunication [2]-[5]

Un satellite est un objet qui doit remplir des fonctions spécifiques dans un environnement spatial. Son architecture résulte des objectifs définis par la mission et des contraintes particulières liées à son évolution dans l'espace. Tout satellite comporte essentiellement une charge utile, constituée par les instruments de la mission et une plate-forme de service comportant tout ce qui est nécessaire pour assurer le bon fonctionnement des instruments pendant la durée de vie prévue.

II.2.1. La plate-forme

La plate-forme assure les fonctions permettant au satellite de fonctionner dans l'espace sans intervention extérieure. Il comprend des équipements de mesure, de communication, de commande, de gestion et de servitude.

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

Les systèmes du satellite nécessitant de l'énergie pour fonctionner sont alimentés par des panneaux solaires. Ces panneaux sont composés de cellules photovoltaïques qui

transforment l'énergie des photons reçus du soleil en énergie électrique. Cette énergie peut être également stockée dans des batteries pour assurer la continuité du fonctionnement lorsque le satellite se trouve à l'ombre ou quand il doit passer par des phases de consommation plus importantes.

Le dernier point important que doit assurer la plate-forme concerne le contrôle d'altitude et de position. Le satellite est équipé de moyens de propulsions, actionnés depuis la Terre, ou automatiques pour corriger sa position. Les équipements de poursuite, de télémésure et de télécommande se composent d'un système émetteur, d'un système récepteur ainsi que de diverses antennes pour relayer les informations entre la Terre et le satellite.

II.2.2. La charge utile

La charge utile d'un satellite représente tous les équipements permettant au satellite de réaliser la fonction pour laquelle il a été fabriqué.

L'objectif d'une charge utile d'un satellite de télécommunications est de relayer des signaux radioélectriques entre différents points de la surface terrestre ou entre satellites, en vue d'assurer une mission donnée (télévision, téléphonie, transmission de données, ...) pendant une durée de vie donnée. Il existe bien sûr des contraintes qui limitent les performances de la charge utile comme :

- La masse imposée par le lanceur et le véhicule,
- La puissance disponible pour le système d'alimentation de la charge utile,
- L'impossibilité d'intervenir à bord du satellite pour effectuer la maintenance des équipements et garantir sa durée de vie,
- La bande de fréquence imposée par une réglementation spécifique mise en place par l'UIT (Union International des Télécommunications). Chaque bande de fréquence sert pour une ou plusieurs applications données.

Le tableau I.1 représente les différentes bandes de fréquences allouées et leurs applications.

Bandes	Fréquences (GHz)	Applications
L	1 à 2	Service mobile par satellite (SMS)
S	2 à 4	SMS : recherche et exploitation spatiale
C	4 à 8	Service fixe par satellite (SFS)
X	8 à 12.5	SFS : applications militaires, exploitation militaire et météorologique
Ku	12.5 à 18	SFS et Service de Radiodiffusion par Satellite (SRS)
Ka	18 à 30	SFS, SRS et services multimédia

Tableau I.1 : Bandes de fréquence allouées par l'UIT

La charge utile d'un satellite est principalement constituée d'une antenne de réception et d'une antenne d'émission avec entre les deux un répéteur.

II.2.2.1. Le sous-système antenne

Le sous-système antenne rayonne la puissance au sol à l'intérieur d'une ou plusieurs zones géographiques dont les contours sont spécifiés. Ces zones peuvent être modifiées au cours de la vie du satellite.

Aucune énergie ne sera dispersée à l'extérieur des zones choisies, cette énergie étant soit inutilisée si elle arrive sur un océan ou dans le désert ou alors gênante pour d'autres systèmes de télécommunications.

Les antennes de réception et d'émission se situent de part et d'autre du sous-système répéteur. Le niveau de puissance reçu à l'entrée du répéteur est de l'ordre de 100 pW à 1 nW alors que le niveau de puissance émis en sortie est de l'ordre de 100 W par canal. Le répéteur a donc une fonction d'amplification prépondérante.

D'autre part pour éviter toute perturbation, les signaux sont reçus et émis à des fréquences différentes. Le changement de fréquence s'effectue généralement des hautes fréquences vers les basses fréquences, car on considère qu'il est plus facile à bord, d'émettre à une fréquence plus faible.

II.2.2.2. Le sous-système répéteur

Un module d'émission/réception d'un répéteur embarqué sur la charge utile d'un satellite est présenté sur la figure I.2. Cet exemple illustre l'importance de la fonction de filtrage dans la chaîne d'émission/réception d'un satellite. En plus des antennes présentées dans la partie précédente, ce système se compose principalement des filtres de réception et d'émission, des multiplexeurs d'entrées (IMUX) et de sortie (OMUX), d'amplificateurs de puissances parallélisés (HPA), d'un amplificateur faible bruit (LNA) et d'un oscillateur local (OL).

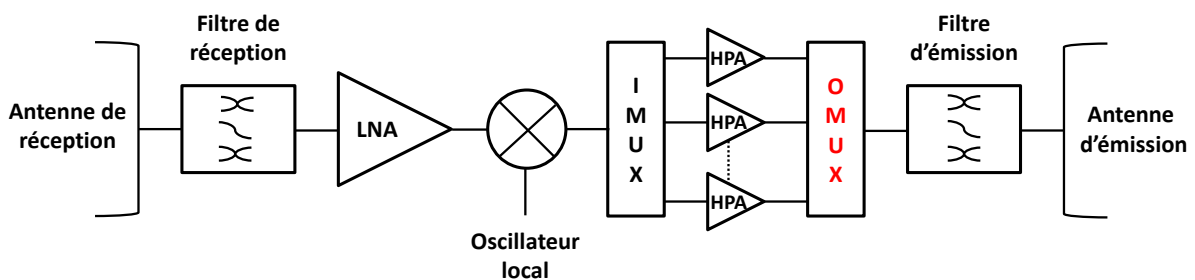


Figure I.2 : Schéma simplifié d'une charge utile de télécommunication

Le répéteur assure généralement les fonctions suivantes :

- La réception du signal incident large bande, d'où la présence d'un filtre large bande ($\Delta f \sim 2$ GHz) située juste après l'antenne de réception. Il sélectionne l'ensemble des signaux à traiter. Ce filtre coupe le bruit qui est en dehors de la bande ainsi que le signal émis par l'antenne d'émission, ce qui évite la saturation du LNA (Low Noise Amplifier).
- Une translation de fréquence est effectuée par un oscillateur local, afin que le futur signal transmis ne puisse pas brouiller le signal incident. Le signal est préalablement amplifié par le LNA afin d'augmenter de quelques décibels le signal utile.
- Le multiplexeur d'entrée (*input multiplexer* ou IMUX) est constitué d'un ensemble de filtres très sélectifs, à bande étroite, dans laquelle l'ondulation est faible et le temps de propagation de groupe a une caractéristique la plus plate possible pour limiter les phénomènes de distorsion. Ce multiplexeur permet de séparer la bande

de réception en plusieurs canaux avant l'amplification à forte puissance ce qui permet de contrôler l'intermodulation (non linéarité).

- Cette amplification s'effectue grâce à un amplificateur de puissance HPA (High Power Amplifier) qui fournit au signal une puissance élevée afin d'être reçu au sol dans de bonnes conditions.
- Le multiplexeur de sortie (*output multiplexer* ou OMUX) est également constitué de filtres à bande étroite. Il est situé après l'amplificateur de puissance, à l'extrémité des différents canaux afin d'éliminer les fréquences parasites créées par ce dernier. Il permet de combiner les canaux amplifiés. Ce filtre est différencié sur le schéma de la figure I.2 car c'est celui qui va nous intéresser pour les travaux réalisés au cours de cette thèse.
- Le filtre passe-bas, situé juste avant l'antenne d'émission, a pour but d'éliminer les harmoniques et surtout d'atténuer les parasites dans la bande de réception afin d'éviter les interférences. Il doit supporter des fortes puissances.

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.

Nous nous intéresserons tout au long de ce rapport à la partie filtrage de la charge utile et plus particulièrement aux filtres d'OMUX. Nous étudierons les différentes technologies qui sont employées en vue de la réalisation de ces filtres et nous décrirons les méthodes utilisées pour leur synthèse et leur conception.

III- Technologies de filtrage et de multiplexage du sous-système répéteur [10]-[32]

III.1. Technologies de filtres d'OMUX/IMUX

Nous allons présenter dans cette partie les technologies qui sont les plus utilisées pour implémenter les filtres d'OMUX et d'IMUX. Il faut noter que le choix d'une topologie et d'une technologie de réalisation d'un filtre dépend fortement des propriétés électriques, thermiques et mécaniques et des contraintes de coût imposées.

Voici les principales spécifications que l'on peut trouver dans le cahier des charges :

- **Spécifications de nature électrique** : fréquence centrale du filtre, largeur de la bande passante, pertes et ondulation dans la bande passante, isolation, réjection hors-bande, variation du temps de propagation de groupe,...
- **Spécifications de natures mécanique et thermique** : encombrement, poids, résistance aux vibrations et aux chocs, tenue en puissance, sensibilité à la température ...

Les filtres d'OMUX se situent à la sortie de chaque canal après l'amplificateur de puissance. Ils sélectionnent le signal bande étroite du canal et éliminent les fréquences parasites créées par les amplificateurs. Ils sont donc soumis à de fortes puissances. Les filtres d'IMUX se situent à l'entrée de chaque canal et sélectionnent les mêmes bandes de fréquence mais ils sont assujettis à des puissances moins importantes.

Les filtres d'OMUX/IMUX possèdent donc une 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, Δf : la bande passante du filtre, et f_0 : sa fréquence centrale.

Pour les filtres d'OMUX, les performances en matière de facteur de qualité à vide et donc de pertes doivent être optimales. Ainsi, ses pertes doivent être extrêmement faibles car les pertes par effet Joule produisent une forte chaleur difficile à évacuer dans l'espace. Ceci peut conduire à de fortes dérives en fréquence mais aussi à des dégradations de composants [58].

III.2.1. Filtres en cavités bimodes

Les filtres d'OMUX doivent posséder une bonne sélectivité et un temps de propagation de groupe le plus constant possible dans la bande. Toutefois, les performances en termes de pertes d'insertion sont prépondérantes, ce qui fait que l'ordre de ces filtres est généralement assez faible (typiquement de 4 à 6).

Pour satisfaire ces contraintes, les cavités métalliques vides ou chargées par des diélectriques sont couramment utilisées [11], [12], [15]. On peut grâce à cela avoisiner les 15000 en facteur de qualité. Ils nécessitent cependant une phase de réglage post-fabrication. Ces filtres sont soumis à de fortes puissances ($> 100\text{W}$) et sont donc sensibles aux phénomènes de claquage.

Pour cela, ces filtres sont constitués de cavités cylindriques en INVAR, qui est un alliage composé à 36 % de nickel et 64 % de fer. L'avantage de ce matériau est qu'il possède un coefficient de dilatation thermique très faible ($1.6 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$). Ce matériau présente deux inconvénients qui sont un poids important et une conductivité thermique très médiocre. La figure I.4 présente une photographie de ce type de filtres.

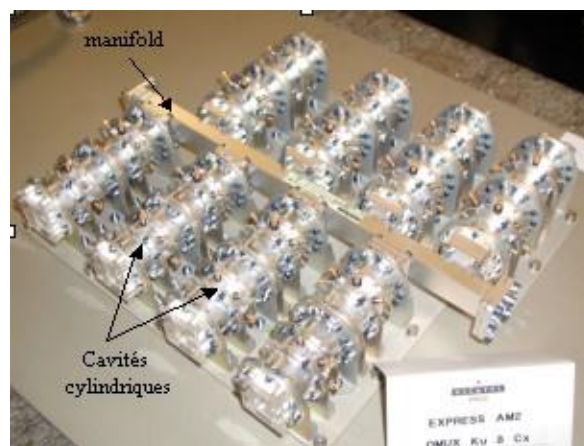


Figure I.4 : OMUX 8 canaux en bande Ku

Les filtres d'OMUX en cavité sont excités en général sur un mode transverse électrique (TE). Ces modes sont préférentiellement excités par couplage magnétique (iris ou boucle à induction avec courant). Quand plusieurs modes résonnent à la même fréquence, ils sont dits dégénérés et les cavités utilisant ces modes sont appelées cavités multi-modes [18]-[20]. En particulier, quand une structure présente des axes de symétrie (par exemple une cavité à section circulaire), plusieurs polarisations d'un même mode peuvent coexister à une même fréquence si ses polarisations sont orthogonales. Un tel mode (par exemple TE_{11n}) 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. En bande C, le mode TE_{111} est généralement utilisé. En bandes Ku et Ka, des modes de résonances à plusieurs variations longitudinales TE_{113} (le plus courant), TE_{114} et TE_{115} sont utilisés pour augmenter le facteur de qualité malgré le surdimensionnement des cavités qu'ils induisent. La figure I.5 présente un filtre à cavités bimodes cylindriques.

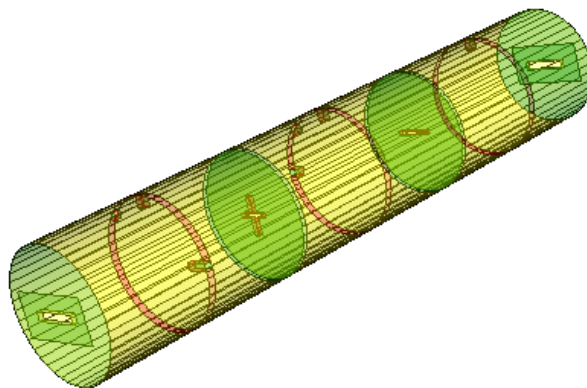


Figure I.5 : Filtre à cavités métalliques cylindriques bimodes

III.2.2. Filtres à résonateurs diélectriques

Les principaux objectifs de cette technologie sont :

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

La solution est d'insérer un résonateur diélectrique présentant un ou plusieurs contacts avec la cavité métallique. Ces contacts permettent, non seulement une intégration facile du résonateur dans la cavité, mais aussi ils assurent une évacuation de la chaleur.

Ces filtres sont principalement utilisés pour la bande C. Cette bande de fréquences est parmi les plus basses (cf tableau I.1), du coup la technologie à cavités vides n'est pas optimale pour des problèmes d'encombrement. En effet, il faudrait de grandes cavités pour pouvoir résonner aux fréquences souhaitées et l'encombrement de l'OMUX serait trop important sur la charge utile du satellite. On utilise donc des filtres à cavités résonantes chargées de résonateurs diélectriques car ils présentent un très faible encombrement. La photographie suivante (figure I.6) présente un filtre utilisant des cavités vides et un filtre utilisant des cavités à résonateurs diélectriques.



Figure I.6 : Comparaison de filtres à cavités et de filtres à résonateurs diélectriques en bande C

III.2.3. Filtres d'OMUX

Nous allons étudier rapidement les différences que l'on peut rencontrer sur les filtres d'OMUX. 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 ; d'où l'utilisation de topologies relativement plus complexes (nombres de pôles et de zéros de transmission plus élevés).

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 dB sur toute la bande). La puissance reçue par ces filtres reste encore peu élevée malgré l'amplification effectuée par le *LNA* placé en amont.

Pour satisfaire ces contraintes, comme pour les filtres d'OMUX, les cavités métalliques vides ou chargées par des diélectriques sont couramment utilisées [11]-[12], [15]. Ces technologies volumiques sont cependant très encombrantes et demandent un réglage post-fabrication. Pour réduire l'encombrement, on utilise également des modes duaux. Les puissances mises en jeu dans les filtres d'OMUX sont très faibles et restent compatibles avec une technologie planaire supraconductrice afin de réduire l'encombrement à partir d'un nombre de canaux important.

III.3. Dispositifs de multiplexage (OMUX et OMUX)

Le démultiplexage consiste à diviser la bande de fréquence utile en canaux pour amplifier les signaux. Le multiplexage consiste à recombinaison les signaux amplifiés provenant des différents canaux vers une seule voie pour permettre l'émission du signal utile à l'aide d'une antenne d'émission unique. L'opération de démultiplexage est effectuée par un OMUX (*input multiplexer* = multiplexeur d'entrée ou démultiplexeur) et l'opération de multiplexage est effectuée par un OMUX (*output multiplexer* = multiplexeur de sortie). Nous allons nous intéresser ici aux dispositifs permettant de connecter les filtres d'un OMUX ou d'un OMUX entre eux.

Pour réaliser cette recombinaison dans de bonnes conditions, ces dispositifs doivent limiter les interactions entre canaux afin de préserver la bonne sélectivité des filtres. Il existe plusieurs techniques pour réaliser ces dispositifs [21], [22], [26]. Ici, nous citons les deux dispositifs les plus utilisés en pratique : les circulateurs et les répartiteurs en guide (ou manifolds).

III.3.1. Les multiplexeurs à base de circulateurs [2], [23]-[25]

Un circulateur est un élément hyperfréquence à 3 ports utilisant des éléments non-réciproques (à base de ferrite par exemple) qui permettent de guider le signal incident dans un sens de rotation donné. Les paramètres du résonateur de ferrite forment les paramètres électriques de la jonction de circulateur. Au niveau des conditions d'adaptation, les propriétés du circulateur présentent plusieurs similarités avec les filtres à cavités résonantes. Le

comportement du composant peut-être alors caractérisé par le facteur de qualité à vide et par le facteur en charge du gyrateur. Le schéma de principe d'un circulateur est donné sur la figure I.7.

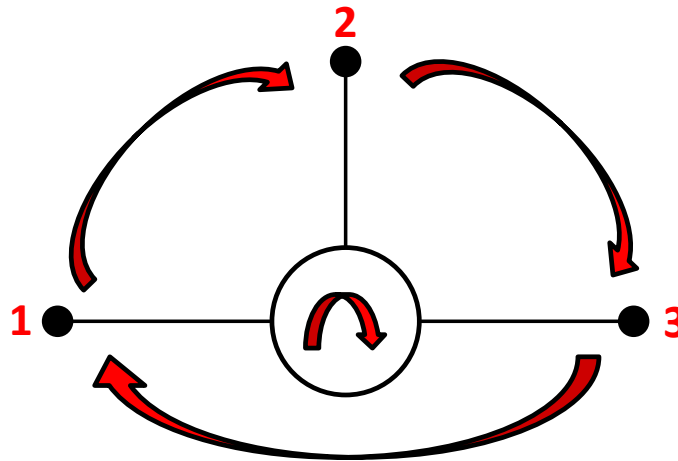


Figure I.6 : Schéma de principe d'un circulateur

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.8. La directivité des circulateurs permet de limiter les interactions entre canaux. Du coup, on ne dégrade pas la sélectivité des filtres, 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 dB par circulateur en technologie guide d'onde pour la bande X [25], et entre 0,5 et 1 dB pour les technologies micro-ruban et coaxiale [24]. De plus, les circulateurs à ferrite ne supportent pas de fortes puissances. Ils sont donc plus 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.

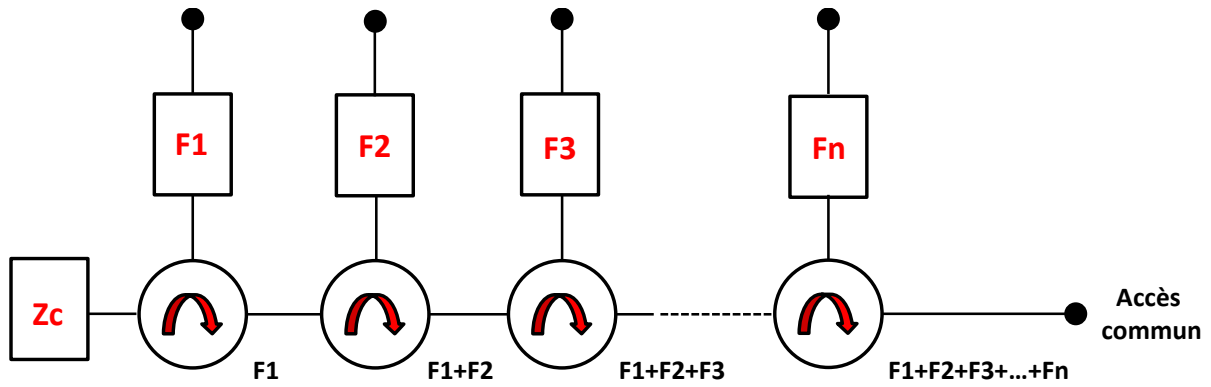


Figure I.8 : Multiplexage par circulateurs

III.3.2. Les multiplexeurs sur manifold [2], [26]

Un manifold est simplement un guide d'onde commun utilisé pour connecter les filtres passe bande réglés à la fréquence de chaque canal comme montré sur la figure I.9. Nous avons l'accès commun à une extrémité et l'autre extrémité est court-circuitée.

Les avantages d'une telle structure sont la compacité, la réduction des pertes d'insertion, et la bonne tenue en puissance. En somme, les performances électriques sont optimales et nous avons besoin d'un seul filtre passe bande par canal. Pour toutes ces raisons, les manifolds sont les dispositifs de multiplexage les plus utilisés en pratique.

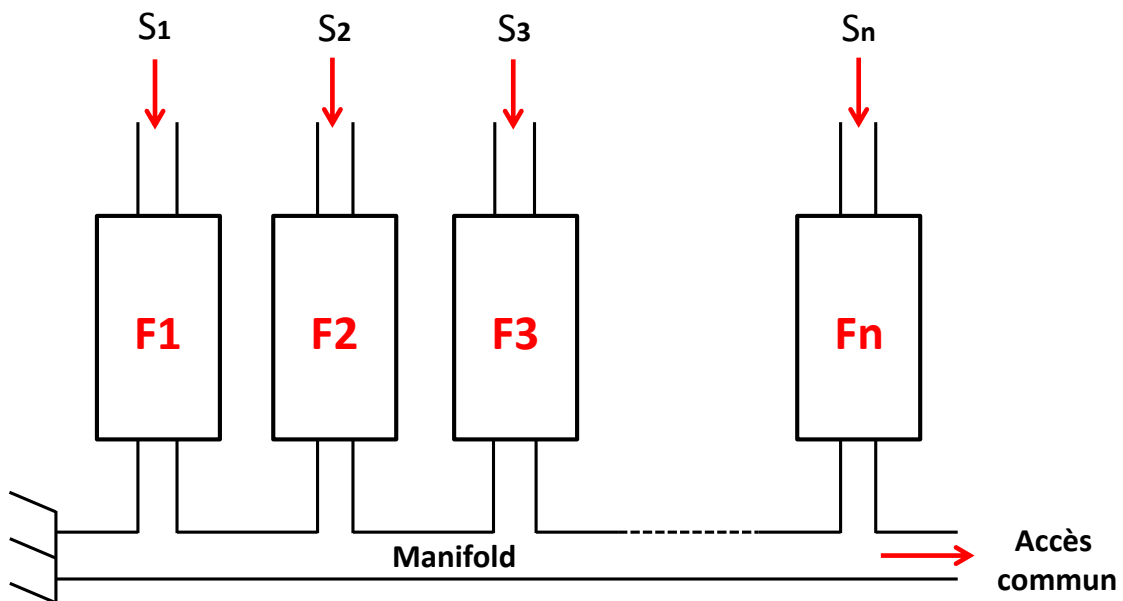


Figure I.9 : Multiplexage sur manifold

Les inconvénients sont les fortes interactions entre canaux qui exigent une très bonne sélectivité des filtres et un réglage très fin de la structure lorsque le nombre de canaux est élevé. Nous utilisons en général une fonction de filtrage de type pseudo-elliptique. Les interactions entre canaux font que les méthodes de synthèse et les procédures de réglage sont assez complexes. Il est important d'ajouter que cette topologie n'est pas très modulable. Une fois la conception du multiplexeur terminée, il est difficile d'ajouter des canaux sans dégrader la réponse globale [27], [28]

Les techniques de conception des multiplexeurs sur manifold ont connus un développement rapide dans les années 70 et 80, notamment pour les charges utiles de satellites de communication. Les techniques de synthèse proposées initialement dans la littérature simplifiaient le problème en prenant de manière secondaire l'interaction entre canaux et la modélisation électromagnétique s'avère aujourd'hui indispensable pour la conception de multiplexeurs d'autant plus quand le nombre de canaux est important et que ces canaux sont contigus en fréquence. D'un point de vue mécanique, la structure doit être fabriquée pour être très légère et compacte mais assez solide pour résister aux vibrations et autres rigueurs d'un lancement dans l'espace. En utilisant des matériaux spéciaux, on peut concevoir la structure pour qu'elle soit électriquement stable en présence de grandes fluctuations de température et pour qu'elle puisse conduire l'énergie thermique dissipée jusqu'à une zone d'évacuation ou de stabilisation en température [26].

Il existe différentes solutions d'implémentation des filtres sur le manifold. Des jonctions en Té de type plan E ou plan H peuvent être utilisées. Nous montrerons dans le chapitre 2 le réglage d'un OMUX 3 canaux en bande Ku TE plan E. Si tous les filtres sont montés du même côté du manifold, le montage est dit « en peigne », tandis que si les filtres sont montés alternativement de chaque côté du manifold, on parle de montage « en épis ». Ces deux types de montages sont montrés sur la figure I.10.

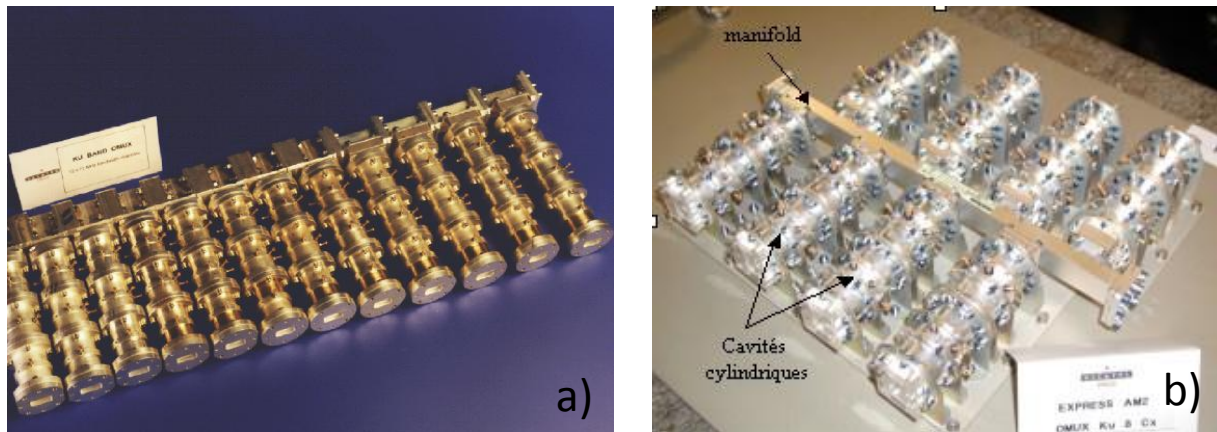


Figure 1.10 : Exemple de montages d'OMUX sur manifold ; a) 12 canaux montés en peigne ; b) 8 canaux montés en épis

Dans le cadre de cette thèse, nous avons travaillé à l'amélioration des multiplexeurs de sortie :

- Pour concevoir des multiplexeurs sur manifold avec un nombre de canaux importants, nous avons développé un dispositif de contrôle de phase permettant d'ajuster les interactions entre canaux et qui sera exposé dans le chapitre 2,
- Pour améliorer la compacité et l'intégration des dispositifs de multiplexage, nous avons conçu des multiplexeurs compacts [29]-[33]. 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- Méthodes de synthèse et de conception des filtres d'OMUX/IMUX [2], [6], [33]-[45]

Dans cette partie, nous allons expliquer tout d'abord les aspects théoriques de la conception des filtres d'OMUX. Nous allons expliquer le processus de synthèse du modèle électrique en éléments localisés et la notion de matrices de couplages indispensables à la conception de filtres et d'OMUX.

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.

La conception d'un filtre passe bande en hyperfréquence se fait en plusieurs étapes. Ces étapes sont montrées sur l'organigramme de la figure I.11. Tout d'abord, il faut définir une fonction mathématique respectant le cahier des charges. Ensuite, il faut déduire un circuit électrique en éléments localisés réalisant cette fonction, c'est ce que l'on appelle la synthèse du circuit équivalent. La dernière étape consiste à transformer le circuit électrique en dispositif à base d'éléments distribués dans la technologie choisie. Nous devons ensuite dimensionner cette structure distribuée afin de respecter les données du cahier des charges.

Nous décrirons dans cette partie les étapes du dimensionnement d'un filtre en prenant l'exemple d'un filtre en cavités bimodes.

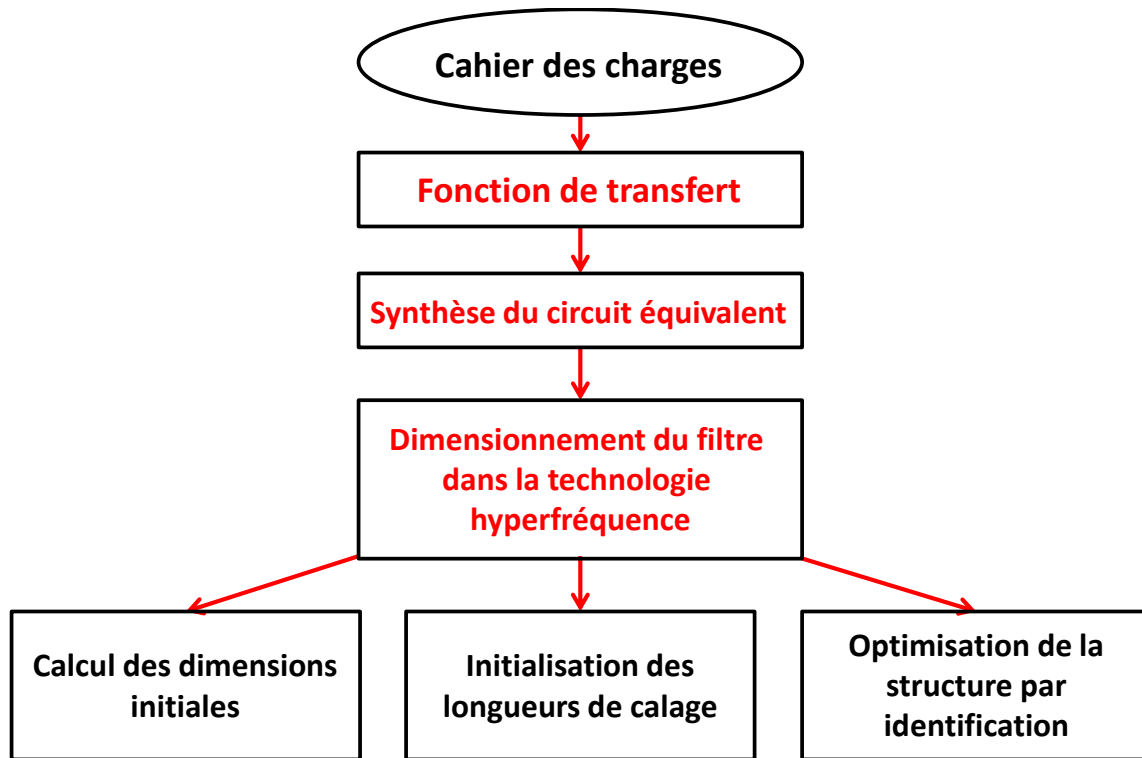


Figure I.11 : Organigramme de conception des filtres microondes

IV.1. Fonction de transfert [36], [43]

Une des fonctions essentielles pour le traitement de l'information est la fonction de filtrage passe bande. Elle 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. Cette bande est appelée bande passante et en dehors de celle-ci, les fréquences sont atténuées, on appelle cela la bande stoppée.

La fonction de transfert idéale $H(f)$ d'un filtre passe-bande est donnée sur la figure I.12. Nous la représentons par son module qui est maximal dans la bande et sa phase qui décroît linéairement.

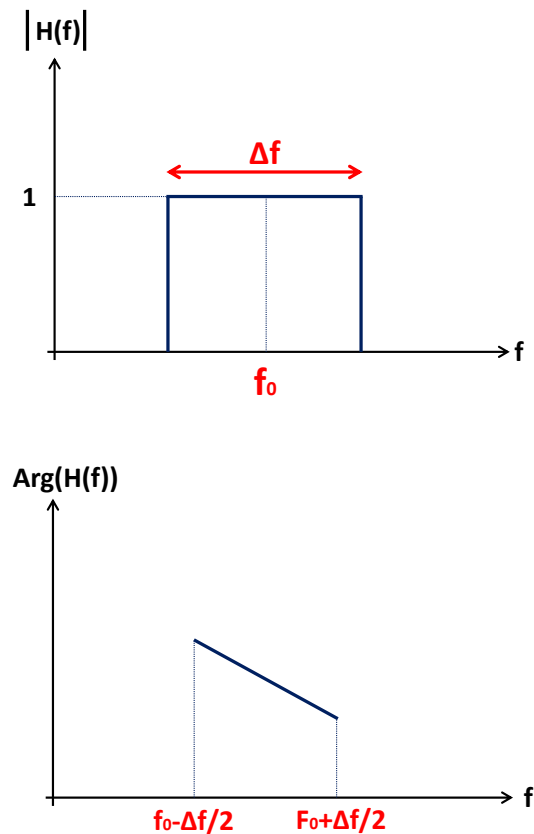


Figure I.12 : Filtre passe bande idéal

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

$$S(f) = H(f).E(f) \quad (I.2)$$

avec:

f_0 : la fréquence centrale du filtre

Δf : 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

En pratique, on ne peut pas réaliser un filtre avec le gabarit en fréquence de la figure I.12 [36]. Du coup, nous approchons la fonction de transfert du filtre par une fonction polynomiale rationnelle qui satisfait un gabarit en module et en phase. Les fonctions de transferts les plus couramment utilisées pour réaliser ces approximations sont les suivantes :

- Les fonctions de type Butterworth
- Les fonctions de type Tchebychev
- Les fonctions pseudo-elliptiques

Nous décrivons les propriétés de ces trois types de fonctions en annexe 1.

En voici un exemple où nous montrons une réponse de filtre avec son gabarit en amplitude sur la figure I.13. En effet, le gabarit renseigne sur le type de filtre et les caractéristiques électriques auxquelles il doit répondre : fréquence centrale f_0 , bande passante Δf , niveau de réjection dans les bandes atténuées, niveau des pertes d'insertion, platitude dans la bande... Le gabarit présente des zones d'exclusion en fonction de la fréquence. L'objectif est donc de concevoir le filtre dont la réponse entre dans le gabarit. Notons que le gabarit donné en exemple ne concerne que des spécifications en amplitude, mais que d'une manière générale, des spécifications portant sur la phase peuvent être données, notamment pour le temps de propagation de groupe (proportionnel à la dérivée en fréquence de la phase).

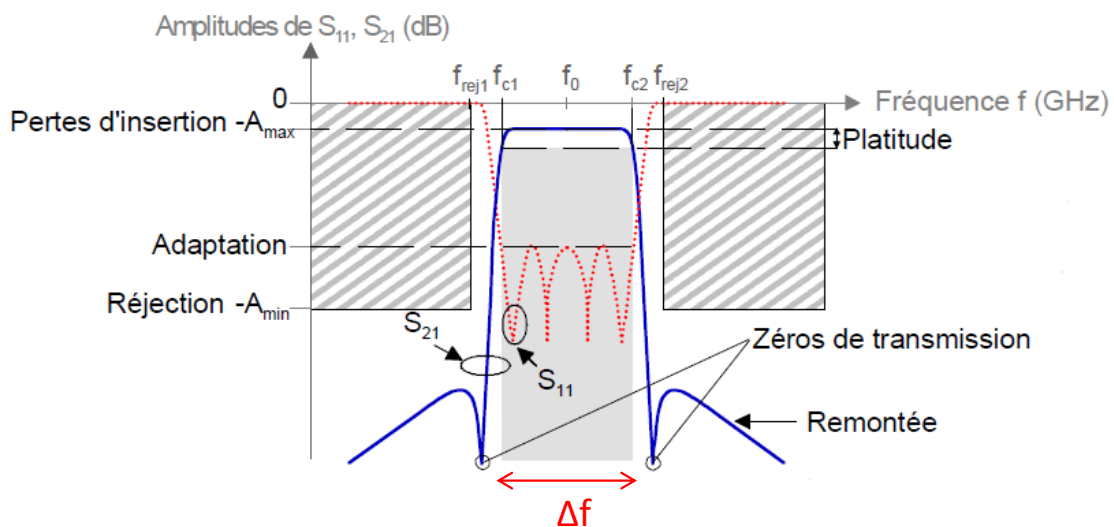


Figure I.13 : Gabarit et réponses d'un filtre passe bande quasi-elliptique en transmission et en réflexion [3]

IV.2. Modèle électrique en éléments localisés et matrice de couplage [17], [19-20], [33-35], [37], [40]

La deuxième étape pour la conception d'un filtre d'OMUX repose sur la détermination de son circuit électrique en éléments localisés. La synthèse du circuit permet de fixer l'architecture du futur filtre.

Un filtre d'OMUX est un filtre passe bande à bande passante étroite qui peut être modélisé par un circuit électrique équivalent exclusivement constitué de résonateurs LC couplés par des inductances mutuelles [20].

Nous avons pu constater en étudiant la littérature qu'il existait plusieurs approches afin de calculer les valeurs des éléments localisés du circuit équivalent à partir de la fonction de transfert polynomiale rationnelle [19-20], [33-35]. Le but de la synthèse étant bien entendu de calculer les valeurs de ces éléments qui modélisent le filtre à concevoir.

La méthode la plus répandue a été introduite par R.J. Cameron dans [37]. Nous présentons cette méthode dans les détails en annexe 2.

Pour résumer, les n résonateurs du filtres sont représentés par n circuits résonants (L_i , C_i) et sont couplés entre eux par des inductances mutuelles M_{ij} . Le circuit est supposé sans pertes ($R_i = 0$). Un exemple de circuit électrique équivalent est présenté sur la figure I.14.

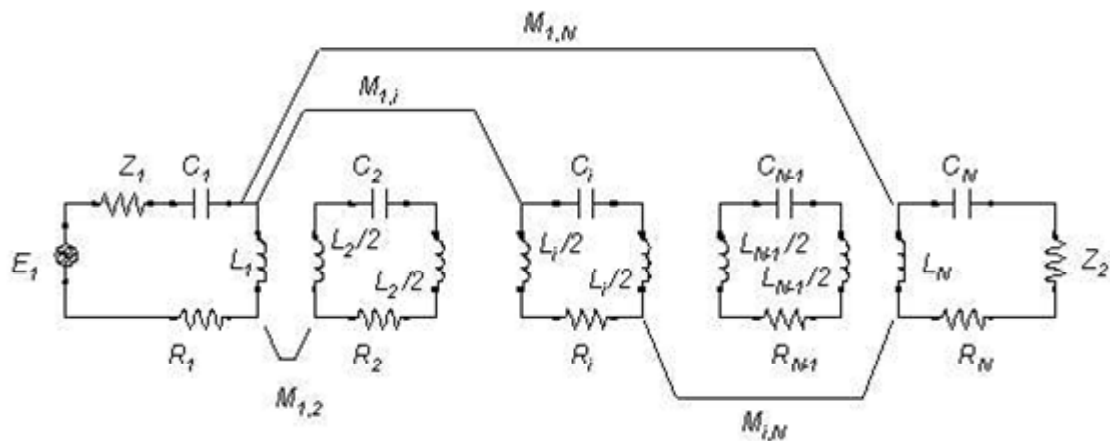


Figure I.14 : Circuit électrique équivalent à un filtre passe bande

Le circuit équivalent peut alors être représenté sous la forme d'une matrice de couplage dont les éléments correspondent aux différents éléments du circuit équivalent, qui eux-mêmes sont liés aux éléments distribués de la structure hyperfréquence :

- Les résistances d'entrée/sortie sont associées aux systèmes d'excitation des filtres.
- Chaque élément M_{ij} de la matrice de couplage traduit un couplage entre résonateurs : pour un filtre à cavités, ce terme correspond par exemple à un couplage par iris entre deux cavités adjacentes, ou à un couplage par vis entre deux modes orthogonaux de la même cavité.
- Les termes de la diagonale M_{ii} sont liés aux éléments de réglage permettant d'ajuster la fréquence de résonance de chaque résonateur du filtre.

Un exemple de matrice de couplage pour un filtre 4 pôles est donné sur la figure I.15. On note que la première ligne et la première colonne de cette matrice correspondent à la numérotation des pôles et des ports d'entrée/sortie.

$$\begin{bmatrix}
 & P1 & 1 & 2 & 3 & 4 & P2 \\
 P1 & 0 & M01 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 1 & M01 & M11 & M12 & 0 & M14 & 0 \\
 2 & 0 & M12 & M22 & M23 & 0 & 0 \\
 3 & 0 & 0 & M23 & M33 & M34 & 0 \\
 4 & 0 & M14 & 0 & M34 & M44 & M4L \\
 P2 & 0 & 0 & 0 & 0 & M4L & 0
 \end{bmatrix}$$

Figure I.15 : Exemple de matrice de couplage pour un filtre 4 pôles

Il existe différentes topologies de matrices de couplage qui caractérisent l'architecture du filtre. Une topologie de matrice correspond à l'arrangement des couplages entre résonateurs et peut être déduite des termes non-nuls de cette matrice. La topologie de matrice de couplage désigne les couplages à réaliser physiquement entre les éléments résonants du filtre. Pour cela, elle doit vérifier 2 critères de compatibilité [40] :

- *La règle du plus court chemin :*

Elle permet d'estimer le nombre de zéros de transmissions atteignable avec la topologie de couplage en question. Par exemple, si on a n résonateurs et m couplages constituant le chemin le plus court entre la source et la charge, le nombre de zéros de transmission N_z que l'on peut obtenir avec cette topologie est $N_z = n - m + 1$.

- *Le nombre de degrés de liberté :*

Le nombre de couplages et 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 I.16(a), le nombre de couplages dans la topologie = $n+N_z/2+1 = 6$. Et sur la figure I.16(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.

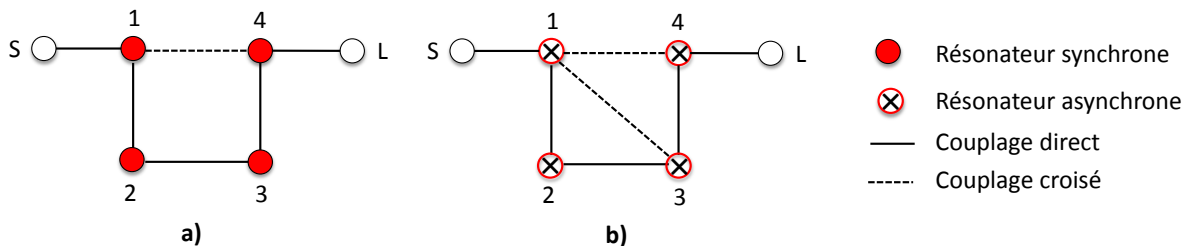


Figure I.16 : Topologie de couplage réalisant une fonction d'ordre 4 ayant 2 zéros de transmission, (a) : cas symétrique, (b) : cas dissymétrique

Nous pouvons noter finalement qu'une matrice de couplage dans une topologie compatible avec la fonction de transfert peut être obtenue d'une autre matrice de couplage par transformation orthogonale, par exemple par une séquence rotations [37].

IV.3. Conception électromagnétique des filtres d'OMUX [17-20], [33-35], [37], [40]

IV.3.1. Calcul des dimensions initiales

Dans le cadre de cette thèse, nous souhaitons concevoir des filtres d'OMUX pour une charge utile d'un satellite de télécommunication. Suivant les contraintes physiques imposées par le cahier des charges, nous devons choisir la solution la mieux adaptée pour implémenter physiquement le filtre.

Nous avons expliqué auparavant que ces filtres étaient réalisés à l'aide de cavités vides ou chargées, car ces technologies permettent d'obtenir un facteur de qualité élevé. Pour notre illustration, nous utiliserons des filtres à cavités et comme généralement ces filtres fonctionnent sur des modes duaux afin de limiter le poids et l'encombrement, nous adopterons cette configuration pour décrire la procédure de conception.

La figure I.17 nous montre un exemple pour un filtre de canal 5 pôles avec une topologie dite en ligne.

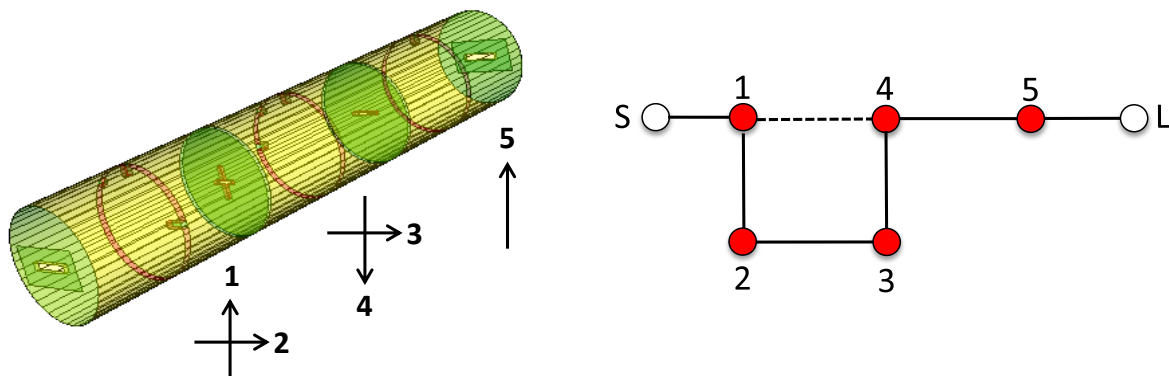


Figure I.17 : Filtre de canal 5 pôles en cavité bimode à topologie en ligne

Nous allons donc dans cette partie décrire une méthode d'aide au dimensionnement de cette structure. 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.

La première étape est une méthode de segmentation [2], [6], [33], [34] qui permet de calculer les dimensions initiales à partir de l'analyse de structures simples. Ensuite vient une méthode d'identification, basée sur l'analyse électromagnétique globale du filtre en vue de régler plus facilement et plus précisément les différents éléments distribués de la structure.

IV.3.1.1. Calcul des dimensions des cavités

Tout d'abord, il faut calculer les dimensions des cavités métalliques afin de satisfaire une fréquence de résonance du mode choisi à la fréquence centrale f_0 du filtre. C'est à ce moment-là que l'on choisit le rapport de forme diamètre/hauteur de la cavité de façon à offrir la meilleure isolation possible, pour le mode considéré, tout en garantissant un bon facteur de

qualité Q_0 . Un compromis entre isolation et facteur de qualité est donc nécessaire. Ce calcul est analytique, et les formules utilisées dans le cas des cavités cylindriques sont rappelées ci-dessous.

$$f_{TE_{mp}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{x'_{mn}}{R_{cav}}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{L_{cav}}\right)^2} \quad (I.3)$$

$$f_{TM_{mp}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{x_{mn}}{R_{cav}}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{L_{cav}}\right)^2} \quad (I.4)$$

avec :

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

ε_r : permittivité relative

R_{cav} : rayon de la cavité

L_{cav} : 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 .

Nous avons une structure dépourvue de systèmes d'excitation (iris d'excitation et de couplage). Vu que la fréquence de résonance du mode excité est obligatoirement diminuée par la présence du système d'excitation, nous devons prendre en compte ce décalage. La fréquence $f_0 = f_0 + 0.5\% f_0$ est donc utilisée pour dimensionner les cavités. [6]

IV.3.1.2. Calcul des dimensions des iris d'excitation

Les dimensions des iris d'excitation sont directement liées aux résistances d'entrée/sortie (r_{in} , r_{out}) fournies par la matrice de couplage à réaliser. L'évolution de ces résistances est obtenue par le calcul du paramètre S_{11} de la structure présentée sur la figure I.18. Pour simplifier l'analyse, la structure est dépourvue de vis de réglage. L'épaisseur et la largeur de l'iris sont généralement des paramètres fixes. Les variables de ce calcul sont donc la longueur de cavité L_{cav} et la longueur de l'iris d'excitation a_{iris} . Nous montrons également sur la figure I.17 la mesure de la phase du paramètre S_{11} qui nous permet de définir le calcul des coefficients de couplage entrée/sortie.

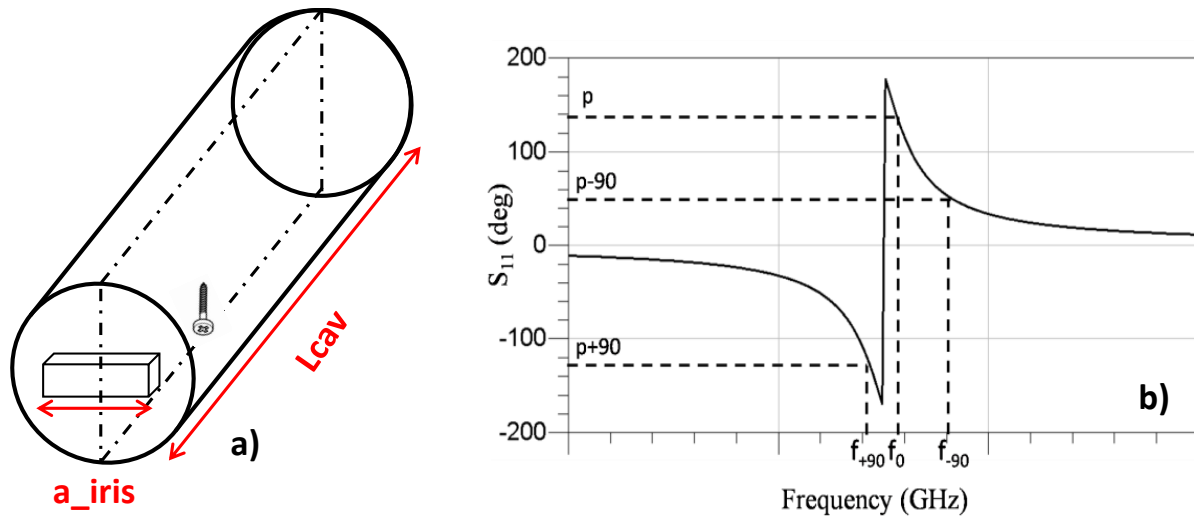


Figure I.18 : Calcul des dimensions des iris d'entrée/sortie, (a) : segment utilisé, (b) : réponse EM

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 a_{iris} est ajustée pour obtenir le couplage d'entrée/sortie souhaité. Ce couplage est calculé d'après l'équation I.4 :

$$M_{in/out} = \sqrt{\frac{f_{-90} - f_{+90}}{\Delta f}} \quad (I.5)$$

$M_{in/out}$ 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 a_{iris} , on peut obtenir la loi de variation du couplage $M_{in/out}$ en fonction de a_{iris} . Nous pouvons grâce à cela constituer un abaque qui permet de prévoir comment varient les couplages d'entrée/sortie en fonction de la longueur de l'iris.

Notre segment, comme le montre la figure I.18, possède un plan de symétrie, ce qui permet de réduire le temps de calcul, et la vis de réglage utilisée dans ce segment sert aussi à régler la fréquence de résonance de la cavité. On fixe généralement sa profondeur à 1 mm car elle sert juste à tenir compte du réglage post-fabrication.

IV.3.1.3. Calcul des dimensions des iris de couplage inter-cavités

On utilise ici un segment qui comporte 3 plans de symétrie. On affecte des murs électriques ou magnétiques sur les plans P_1 et P_2 de façon à respecter les symétries de modes

(champ électrique ou magnétique). Quant au plan P_3 , il est affecté de conditions de mur électrique puis magnétique pour pouvoir calculer la valeur du couplage réalisé par l'iris. Ce segment est présenté sur la figure I.19.

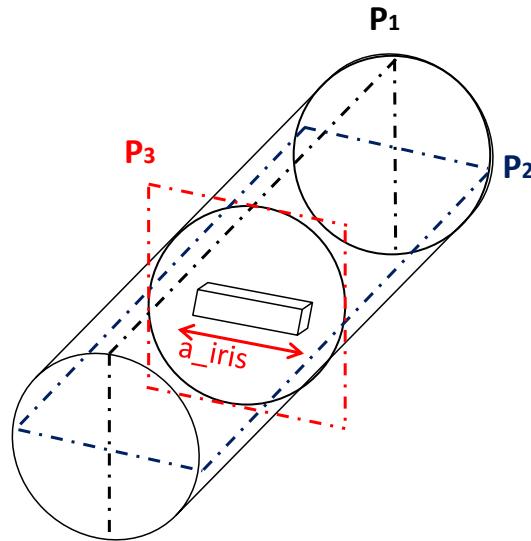


Figure I.19 : Segment utilisé pour le dimensionnement des iris de couplage inter-cavités

Lorsqu'on introduit l'iris, 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. Du coup, en imposant successivement un court-circuit électrique et un court-circuit magnétique au plan P_3 , les deux fréquences de résonance propres de la structure peuvent être calculées en oscillation libre. Voici l'équation définissant le calcul de la valeur du couplage.

$$M_{ij} = \frac{f_o}{\Delta f} \left(\frac{f_{oe}^2 - f_{om}^2}{f_{oe}^2 + f_{om}^2} \right) \quad (I.6)$$

La figure I.20 nous montre le principe du couplage inter-cavité.

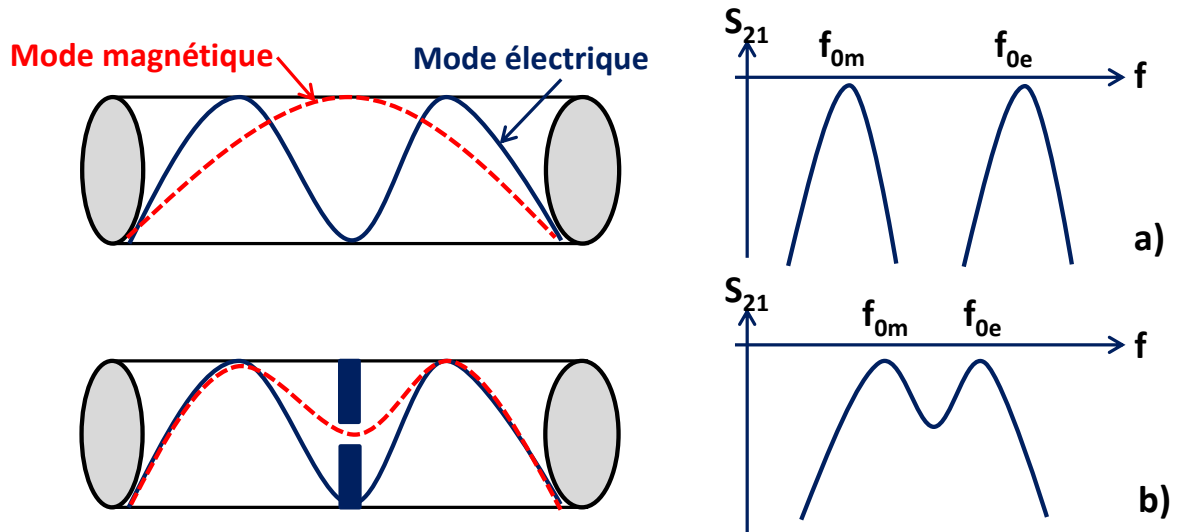


Figure I.20 : Schéma de principe du couplage inter-cavités, (a) : avant introduction de l'iris, (b) : après introduction de l'iris

Comme dans la partie précédente, nous pouvons obtenir un abaque qui donne la loi de variation du couplage M_{ij} en fonction de a_{iris} .

IV.3.1.4. Dimensionnement des vis de couplage inter-polarisations

La dernière étape est le dimensionnement des vis de couplage inter-polarisation. On utilise pour cela le segment présenté en sur la figure I.21. Nous positionnons des iris d'excitation de part et d'autre de la cavité (un horizontal et un vertical) et il faut que la structure soit couplée très faiblement pour distinguer suffisamment les deux résonances f_v et f_h correspondant aux deux polarisations verticale et horizontale.

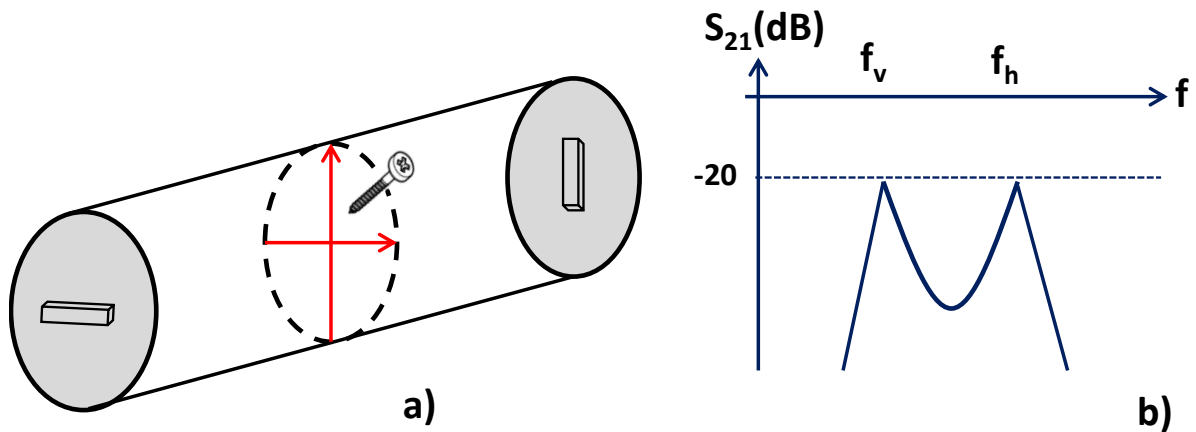


Figure I.21 : Segment utilisé pour l'initialisation des profondeurs des vis de couplage inter-polarisations, (a) : segment considéré, (b) : réponse en transmission

Comme nous pouvons le voir sur la courbe ci-dessus, les deux polarisations sont couplées entre elles par la vis de couplage placée à 45° des deux polarisations. Ce couplage est lié à la profondeur d'enfoncement de la vis, et il est calculé par la formule suivante :

$$M_{ij} = \frac{fo}{\Delta f} \left(\frac{f_h^2 - f_v^2}{f_h^2 + f_v^2} \right) \quad (I.7)$$

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° des deux polarisations. Pour avoir un couplage négatif, il suffit de tourner la vis de 90° dans un sens ou dans l'autre.

IV.3.1.5. Dimensionnement des vis de réglage

Le dimensionnement des vis de réglage se fait par une analyse électromagnétique en oscillations libres de la structure présentée sur la figure I.22. Les vis de réglage dans les filtres volumiques classiques, permettent de synchroniser les différentes résonances du filtre. La fréquence de résonance varie avec la profondeur d'enfoncement de la vis de réglage.

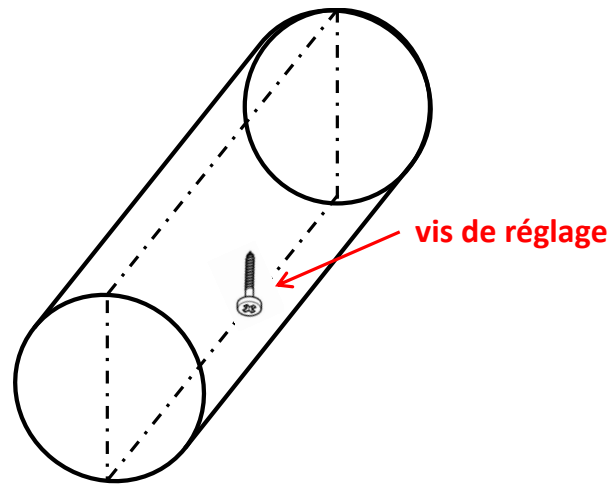


Figure I.22 : Structure d'étude pour le dimensionnement des vis de réglage

Des abaques donnant le décalage fréquentiel produit par la vis par rapport à la structure dépourvue d'élément de réglage peuvent alors être établis. Le décalage fréquentiel df_i est lié au terme diagonal normalisé m_{ii} de la matrice de couplage par la relation suivante :

$$df_i = -m_{ii} \frac{\Delta f}{2} \quad (I.8)$$

IV.3.2. Optimisation de la structure globale par identification

La procédure présentée jusqu'ici permet d'initialiser les dimensions géométriques des différents éléments qui constituent le filtre. Il est cependant nécessaire d'ajuster les dimensions de la structure globale, notamment pour les filtres d'OMUX qui possèdent des bandes passantes très étroites et qui sont par conséquent très sensible aux dimensions de la structure.

L'ajustement des dimensions est effectué par une méthode d'identification de la matrice de couplage. Cette méthode consiste à extraire d'après la réponse en fréquence du filtre (paramètres S) une matrice de couplage équivalente. En comparant cette matrice de couplage à la matrice de couplage idéale, le concepteur obtient des informations sur le réglage de la structure. Cette identification permet alors d'apporter les corrections nécessaires aux différents éléments du filtre.

Pour cela, une méthode d'optimisation des filtres a été développée [39] dans le cadre d'une collaboration entre le CNES, XLIM et l'INRIA. Le logiciel « *presto* » développé sous

Matlab [34], [40-42] permet de faire une approximation polynomiale rationnelle des paramètres S obtenue par l'analyse électromagnétique de la structure globale. Cette approximation polynomiale permet alors d'identifier une matrice de couplage par synthèse, comme dans le cas initial où la matrice de couplage idéale est calculée à partir de la fonction de transfert idéale déduite du gabarit.

En prenant en compte les abaques établis lors de l'étape de segmentation et par comparaison entre la matrice identifiée et la matrice idéale, nous pouvons aisément ajuster le réglage du filtre d'OMUX. La figure I.23 présente la procédure complète d'optimisation sous forme d'organigramme.

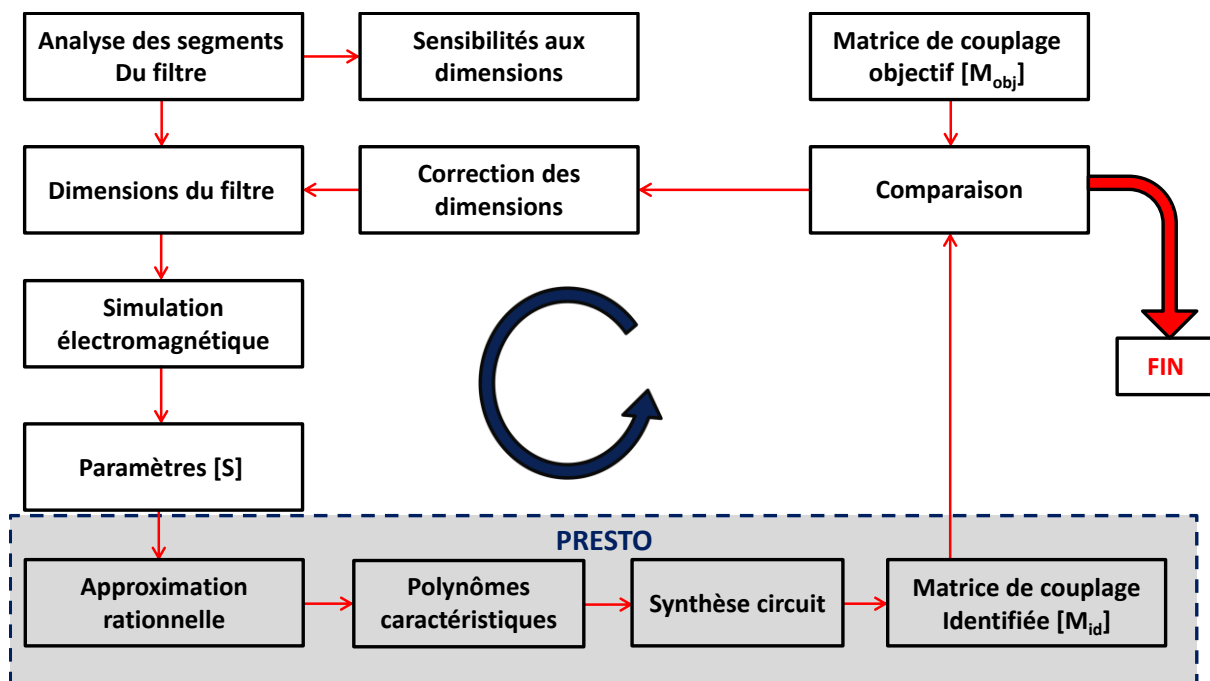


Figure I.23 : Boucle d'optimisation électromagnétique

IV.4. Synthèse des multiplexeurs sur manifold [2]

Nous avons présenté une procédure de dimensionnement des filtres d'OMUX. Pour la synthèse d'un multiplexeur sur manifold, nous devons dimensionner les différents éléments du guide commun et adapter les filtres de chaque canal sur ce manifold. Nous présentons rapidement dans cette partie le principe de synthèse utilisé pour le dimensionnement du multiplexeur.

Le multiplexage sur manifold reste la solution la plus largement utilisée dans les systèmes de télécommunication par satellite, en particulier pour les OMUX, car c'est la solution la plus économique en termes de pertes.

Les premières méthodes de conception furent développées par Matthaei dans [10] et [44] dans le cadre du multiplexage parallèle, avec des bandes de sécurité (ou bandes de garde) entre les canaux pour limiter leurs interactions. Rhodes et Levy [21] ont également développé une des bases de la synthèse des multiplexeurs. Ces méthodes de synthèse ont été étendues au cas du multiplexage sur manifold, les premières méthodes considérant le manifold comme indépendant de la fréquence [22]. Cependant, cette hypothèse étant trop approximative, l'introduction de la dépendance fréquentielle des longueurs électriques du manifold a été faite dans [45]. On trouve ces différentes méthodes détaillées dans le rapport de thèse de D. Bariant [6] et dans les travaux de thèse de P. Lenoir [2]

Nous représentons sur la figure I.24 la disposition de filtres sur un manifold.

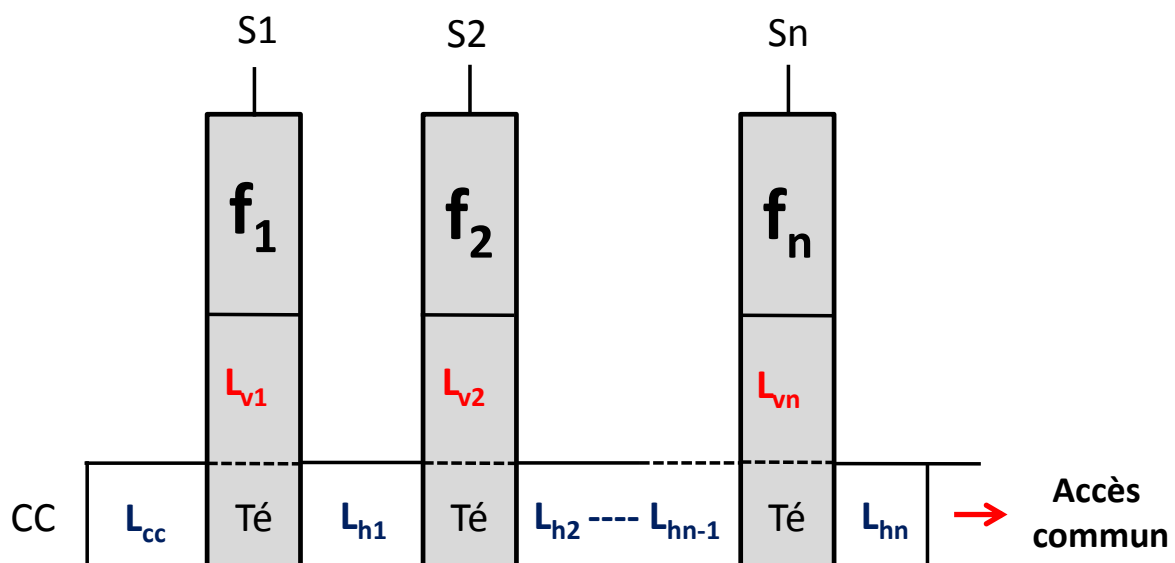


Figure I.24 : Architecture classique d'un multiplexeur sur manifold

Dans la partie précédente, nous avons détaillé les méthodes de dimensionnement pour chaque paramètre des filtres de canal. Ici, nous nous intéressons à l'initialisation des longueurs de segments de guide constituant le manifold et à la synthèse globale du multiplexeur sur manifold.

IV.4.1. Initialisation des longueurs de calage

Les longueurs de ces segments de guide sont généralement calculées de façon à ce qu'il y ait une distance L_i entre chaque canal et le court-circuit qui soit égale à un nombre entier de demi-longueurs d'onde guidée à la fréquence centrale du canal correspondant comme l'illustre l'exemple de la figure I.25 pour les 2 canaux les plus proches du court-circuit.

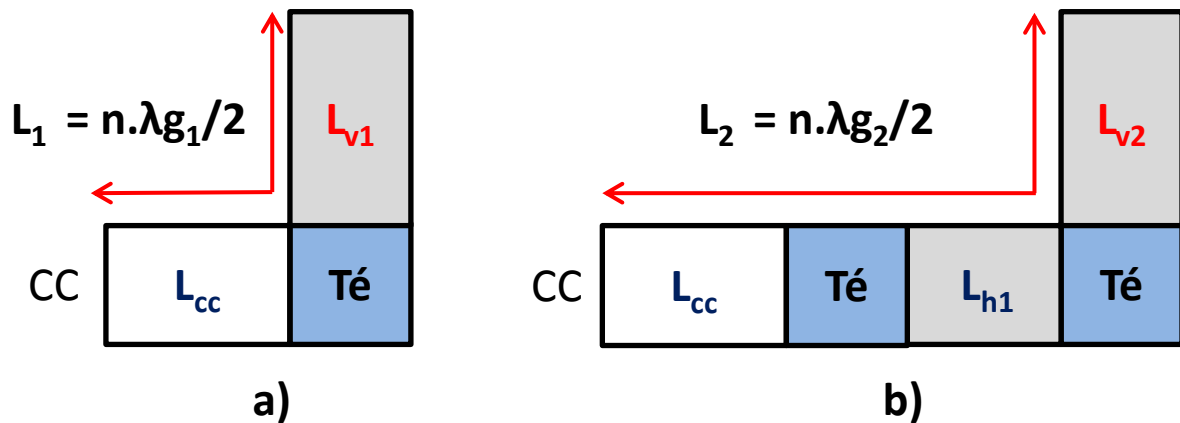


Figure I.25 : Initialisation des longueurs de calage verticales et horizontales [8] : (a) canal 1, (b) canal 2

IV.4.2. Synthèse globale de l'OMUX

Comme nous l'avons présenté précédemment, la première étape de synthèse et d'optimisation d'un multiplexeur sur manifold se fait à l'aide d'un circuit électrique équivalent permettant d'optimiser globalement les longueurs de guide constituant le manifold et les couplages des filtres. Pour modéliser correctement les interactions fortes entre tous les composants du multiplexeur, des modèles électromagnétiques plus précis doivent être intégrés dans le modèle global.

Dans cette partie, nous présentons une démarche de synthèse globale des multiplexeurs de sortie sur manifold développée au cours des travaux de thèse de Delphine Bariant et de Philippe Lenoir.

La figure I.24 présente la structure d'un OMUX sur manifold. Dans un modèle électrique équivalent relativement simple, chaque bloc (F1, F2...) correspondant à un filtre peut être représenté par sa matrice de couplage et ses couplages d'entrée/sortie. Les jonctions en té peuvent être représentées par un circuit équivalent, un modèle analytique ou simplement par un fichier de donnée contenant des paramètres S calculés par une méthode appropriée. Les dimensions transverses des guides étant généralement fixes, ce modèle ne varie pas au cours de l'optimisation. Les guides uniformes sont quant à eux représentés assez fidèlement par un modèle analytique paramétré suivant la longueur du guide.

Cette étape de synthèse permet d'initialiser les paramètres du filtre (couplages) et les longueurs des segments de guides mais ne permet pas une réalisation directe de l'OMUX. En effet, le circuit équivalent modélisant le filtre n'est pas suffisamment rigoureux pour reproduire le comportement réel de l'OMUX.

Premièrement, le comportement bande étroite du filtre modélisé par son circuit électrique équivalent ne prend pas en compte le déphasage introduit par l'iris d'excitation. En effet, les systèmes d'excitation sont définis par des transformateurs idéaux, imposant des conditions de phase données dans les plans de référence. Lors de la réalisation expérimentale, les systèmes d'excitation utilisés pour la conception de ces filtres introduisent un déphasage non négligeable. Deuxièmement, lorsque l'on considère un multiplexeur sur une bande de fréquence relativement large, il devient nécessaire de modéliser les modes supérieurs dans chaque filtre de canal.

Dans sa thèse, P. Lenoir [2] a implémenté un modèle électromagnétique d'inverseur dans la schématique du multiplexeur. Le modèle d'inverseur dynamique permet tout d'abord, à partir de paramètres d'entrée géométriques et électriques de déterminer la longueur d'iris et la hauteur de cavité permettant de réaliser le coefficient de couplage et la fréquence désirés. Ensuite, il réalise une analyse électromagnétique large bande, puis par comparaison avec le circuit équivalent en éléments localisés, déduit l'influence en phase des modes supérieurs de cavité et de l'iris.

Le modèle d'inverseur est basé sur une méthode d'analyse électromagnétique. L'approche choisie est une méthode de décomposition modale (Mode Matching) couplée à un modèle circuit. En comparant les réponses des 2 modèles, une correction de phase est déduite et intégrée dans le modèle global de l'OMUX.

Le code développé par Philippe Lenoir (MORPHEUS) est présenté en annexe 3, nous présentons ici simplement le concept.

MORPHEUS évalue la réponse d'une cavité court-circuitée (1 port) avec la méthode de décomposition modale et ajuste automatiquement les dimensions de la cavité (uniquement la longueur, le diamètre étant un paramètre fixe) et de l'iris de couplage (sa longueur) en fonction du couplage objectif, de la fréquence centrale du canal et du mode de fonctionnement.

L'écart de phase entre le modèle équivalent de la cavité court-circuitée et son modèle électromagnétique est déterminé par comparaison des paramètres S_{11} . L'écart de phase entre les 2 modèles représente 2 fois la correction de phase à apporter puisque le paramètre S_{11} caractérise la réflexion du signal : pour le paramètre S_{11} l'onde entre puis sort du dispositif, subissant 2 fois le déphasage à l'accès considéré alors que pour un paramètre en transmission l'onde ne subira qu'une fois le déphasage sur l'accès. La correction de phase peut alors être mise en série avec le modèle circuit du filtre pour un comportement plus représentatif du fonctionnement réel.

Ce modèle permet une synthèse globale du multiplexeur et prenant en compte des phénomènes complexes tels que des couplages ou des résonances parasites comme nous l'expliquerons dans le chapitre suivant.

Une fois le modèle global optimisé, chaque filtre de canal peut être dimensionné en utilisant la méthode exposée dans la section IV.3.

Le dimensionnement d'un multiplexeur se complique lorsque le nombre de canaux est élevé ou que la bande de fonctionnement est large car la réponse de chaque canal est fortement perturbée par le manifold et par les interactions avec les autres canaux.

Des résonances parasites peuvent alors apparaître sur la réponse de l'OMUX. Ces résonances peuvent correspondre à des pics parasites provoqués par des modes supérieurs et inférieurs, on appelle cela des résonances de cavité, ou à des zéros de transmission

supplémentaires créées par recombinaison de voies à l'intérieur du manifold et qui sont appelés les pics manifold.

Un travail préliminaire sur ces pics manifold a été effectué par P. Lenoir [2]. Notre objectif dans le chapitre 2 de ce rapport est de nous intéresser particulièrement à ces pics manifold en prenant un cas test d'OMUX et de trouver des solutions pour contrôler leur position fréquentielle.

V- Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous nous sommes intéressés à l'étude des dispositifs hyperfréquences réalisant des fonctions de filtrage et de multiplexage dans les satellites de télécommunication et plus particulièrement aux filtres d'OMUX (multiplexeurs de sortie) qui se situent en fin du sous-système répéteur de la charge utile du satellite.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté brièvement les technologies de filtres et de multiplexeurs utilisées pour la conception des charges utiles de satellites. Nous nous sommes particulièrement intéressés à l'utilisation des filtres en cavités bimodes et à l'architecture des multiplexeurs sur manifold utilisés pour la conception des OMUX. En effet, nous nous sommes intéressés à ces dispositifs dans le cadre de cette thèse.

Enfin, dans la dernière partie, nous nous sommes intéressés aux méthodes de synthèse et de conception. Cela passe par la fonction de transfert, la synthèse du modèle électrique en éléments localisés ou de la matrice de couplage et enfin le dimensionnement du filtre par une conception électromagnétique. Nous avons détaillé les méthodes utilisées en prenant l'exemple des filtres en cavités bimodes. Nous avons terminé le chapitre par la description d'une méthode de synthèse pour les multiplexeurs sur manifold.

Comme nous l'avons dit dans la toute fin de ce chapitre, le chapitre suivant s'orientera sur les moyens d'améliorer la conception des multiplexeurs de sortie sur manifold. Nous expliquerons en détails comment le comportement de ces systèmes peut être perturbé par des phénomènes parasites et nous proposerons des solutions pour réduire l'impact de ces phénomènes parasites qui limitent le nombre de canaux réalisables avec cette architecture.

CHAPITRE 2 - DEVELOPPEMENT DE
NOUVEAUX DISPOSITIFS DE
CONTRÔLE DE PHASE POUR LES
MULTIPLIXEURS DE SORTIE SUR
MANIFOLD

I- Introduction

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser au développement de nouveaux dispositifs permettant de contrôler la position des phénomènes de résonance parasites, que nous appellerons pics manifold, et qui apparaissent lors de la conception des multiplexeurs de sortie de satellites possédant une large bande passante et perturbant son fonctionnement.

Dans la première partie, nous allons évaluer les limites de faisabilité d'un multiplexeur sur manifold à travers l'étude des phénomènes parasites. Cette étude est faite sur un cas test d'OMUX 3 canaux en bande Ku. Ce type d'OMUX a déjà été utilisé pour étudier les phénomènes parasites dans [2] et [6]. Nous étudierons le processus de réglage, l'optimisation de chaque canal et l'optimisation de la structure globale. Nous ferons à la fin de ce travail préliminaire un état des lieux concernant l'ensemble des phénomènes parasites qui peuvent perturber le fonctionnement de l'OMUX. Finalement, nous mettrons en place un modèle d'OMUX hybride afin de simplifier la structure.

Dans une deuxième partie, nous chercherons à identifier les pics manifold présents sur notre simulation. La compréhension de ce phénomène à travers une description et une explication physique va nous permettre d'axer notre travail pour définir un élément capable de les contrôler.

La troisième et dernière partie présentera la solution retenue pour le contrôle des pics manifold. Nous proposerons finalement un élément pouvant gérer la position fréquentielle des pics manifold et nous le testerons sur l'OMUX de test conçu.

II- Réglage d'un cas test d'OMUX 3 canaux en bande Ku [2], [6]

Dans un multiplexeur sur manifold, l'interaction entre canaux est forte, d'autant plus que les canaux sont contigus. Ces interactions produisent des phénomènes parasites sur la réponse de l'OMUX. Ces phénomènes sont des zéros de transmission venant s'inscrire sur la réponse en transmission d'un filtre, ou des phénomènes de résonance visibles sur le coefficient de réflexion à l'accès commun. Tous ces phénomènes sont généralement très localisés en fréquence mais ils peuvent bien entendu perturber le fonctionnement de l'OMUX. En effet, dans certains cas, ils peuvent se trouver au milieu de la bande fréquentielle d'un canal ou tout simplement dans la bande de fonctionnement d'un OMUX à canaux adjacents. Dans ces cas-là, ces phénomènes sont très handicapants et peuvent rendre l'optimisation de la structure très difficile, voire impossible.

Nous allons donc dans ce chapitre essayer d'identifier les pics parasites sur un cas test d'OMUX 3 canaux en bande Ku. Le but étant, au final, de proposer au concepteur une solution permettant de contrôler la position en fréquence de ces phénomènes parasites.

On note que toutes nos simulations électromagnétiques sont réalisées en utilisant le logiciel *Microwave Wizard 7.0* de *Mician* [50]. 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*) et pour des discontinuités 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.

II.1. Description du processus de réglage

II.1.1. Synthèse du multiplexeur en éléments localisés

Ce cas test d'OMUX a été fourni par la société Thales Alenia Space. C'est un OMUX 3 canaux en bande Ku. Le multiplexeur a été synthétisé avec un modèle circuit pour les filtres. Comme expliqué dans le chapitre 1, les méthodes de synthèse et d'étude circuit ont permis d'obtenir les dimensions du manifold (longueurs de calages verticales et horizontales) ainsi

que les matrices de couplage des filtres. La schématique de la figure II.1 montre la façon dont l'OMUX est organisé en partant du canal 1, canal à la fréquence la plus basse, qui se trouve côté court-circuit jusqu'au canal 3, canal à la fréquence la plus haute, côté accès commun.

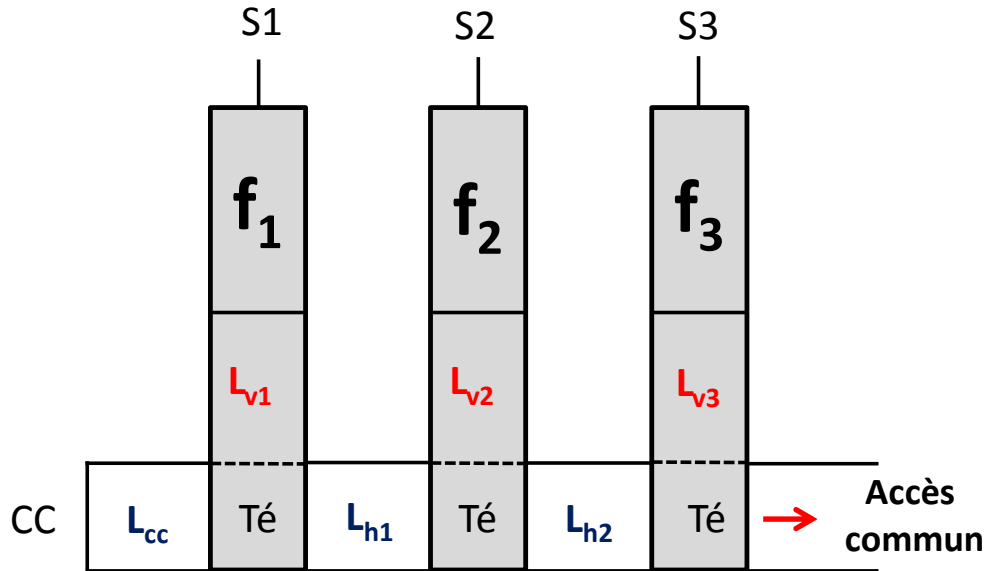


Figure II.1 : Schématique de l'OMUX 3 canaux

Le tableau II.1 présente les principaux paramètres de cet OMUX 3 canaux.

	Fréquence f (MHz)	Bande passante bw (MHz)	Facteur qualité Q
Canal 1	10804	36	10177
Canal 2	11564	35	8710
Canal 3	12350	37.7	11973

Tableau II.1 : Paramètres principaux de l'OMUX 3 canaux

II.1.2. Dimensionnement des filtres de canal

Le réglage de l'OMUX demande en premier lieu la conception électromagnétique de chaque filtre de canal. Les 3 canaux constituant cet OMUX sont des filtres d'ordre 5 avec une réponse de type pseudo-elliptique (cf annexe 1). La figure II.2 présente la structure électromagnétique d'un filtre de canal ainsi que sa topologie de couplage. Nous faisons sur

cette figure le rapprochement entre les coefficients de couplage et les dimensions physiques du filtre de canal.

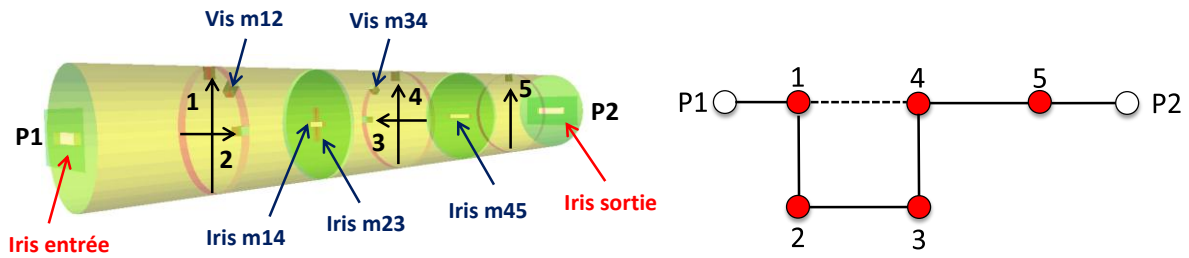


Figure II.2 : Structure électromagnétique d'un filtre de canal et topologie associée

Cette structure est composée en partant du port $P1$, de deux cavités bimodes et d'une cavité monomode. Les couplages d'entrée/sortie, ainsi que les couplages inter-cavités se font par les iris comme montré sur la figure II.2. Les couplages entre les deux polarisations dans les deux cavités bimodes se font grâce aux vis de couplage placées à 45° de celles-ci. Des vis de réglage, en face de chaque mode, sont utilisées pour régler leurs fréquences de résonance. Enfin, on note que le mode TE_{113} a été choisi pour son facteur de qualité à vide élevé (de l'ordre de 10000).

Comme nous l'avons expliqué plus haut, les matrices de couplage à réaliser pour chaque canal ont été optimisées par Thales Alenia Space. Les filtres de canal sont modélisés avec le logiciel de simulation électromagnétique *MicroWaveWizard* (MWW) et le logiciel *Presto* est utilisé pour dimensionner les différents éléments en appliquant la procédure d'identification de la matrice de couplage décrite dans le chapitre 1. Pour cela, une optimisation itérative [46] est effectuée afin de converger vers les couplages obtenus par synthèse.

La figure II.3 montre par exemple le réglage du filtre de canal 1.

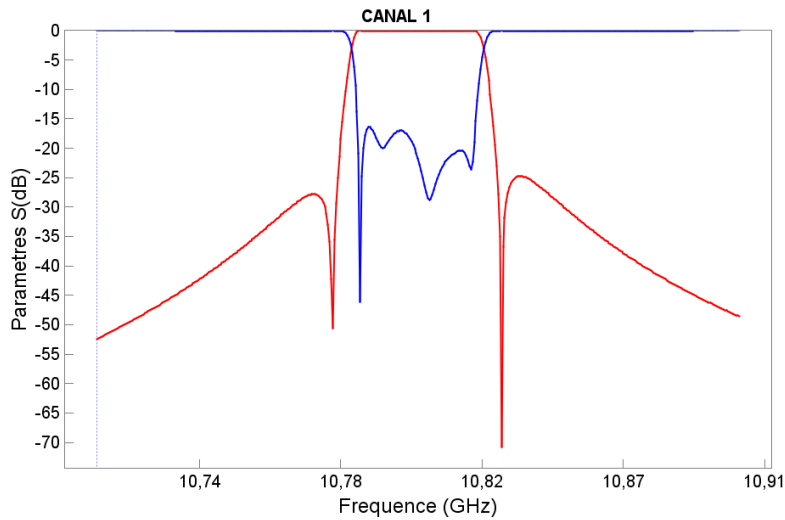


Figure II.3 : Réponse électromagnétique du canal 1

II.1.3. Optimisation de la structure électromagnétique globale

La dernière étape du réglage consiste à optimiser la structure globale. L'optimisation est effectuée grâce à l'optimiseur du logiciel MWW par rapport aux gabarits de filtrage des 3 canaux de l'OMUX. Nous obtenons après optimisation les paramètres en transmission et en réflexion présentés sur la figure II.4.

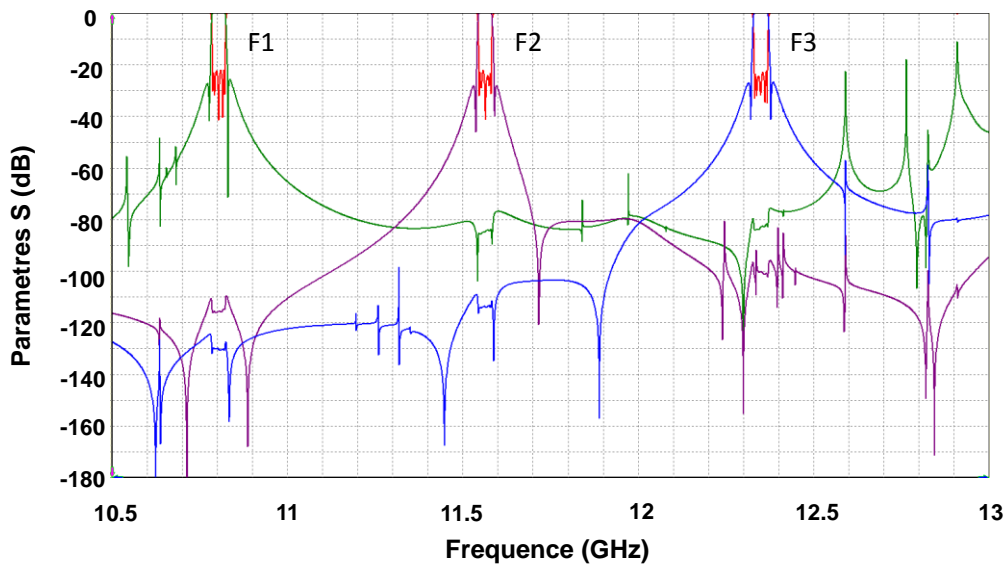


Figure II.4 : Réponse électromagnétique de l'OMUX complet après optimisation

Cet exercice nous a permis d’avoir un modèle de référence sur lequel nous pourrions travailler tout au long de ce chapitre sur l’étude des phénomènes parasites. Nous montrons sur la figure II.5 une vue 3D de la structure électromagnétique.

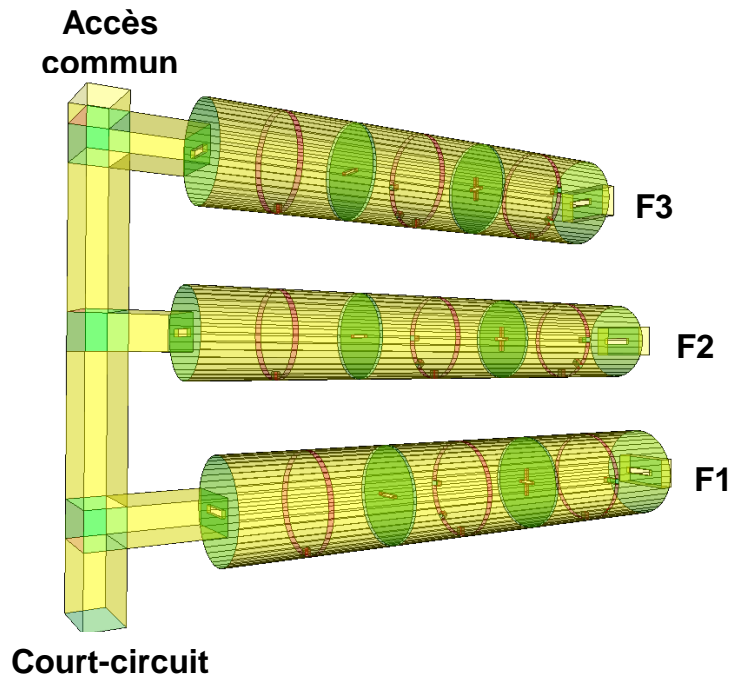


Figure II.5 : Vue 3D de l'OMUX

II.2. Modèle mixte (électromagnétique/circuit) de l'OMUX 3 canaux

Cette étape consiste à remplacer, dans le modèle électromagnétique (EM) de l'OMUX, chacun des filtres de canal par un modèle de type circuit. Le but est de simplifier le modèle de l'OMUX afin de faciliter ensuite son optimisation. La principale différence entre le modèle EM et le modèle circuit d'un filtre est la prise en compte des phénomènes de dispersion et, en particulier si le modèle est large bande, la seconde différence est la prise en compte des modes de résonance supérieurs et/ou inférieurs du filtre. Comme nous l'avons expliqué brièvement dans le chapitre 1, ces phénomènes peuvent être pris en compte au premier ordre grâce à une correction de la phase du circuit. Cette correction de phase est effectuée uniquement au niveau du port connecté au manifold.

II.2.1. Validation du modèle

Le modèle de type circuit est un modèle en éléments localisés, implémenté dans le logiciel MWW. Lorsque l'on compare la réponse électromagnétique d'un filtre de canal avec la réponse donnée par le modèle circuit, nous obtenons un comportement similaire au niveau de l'amplitude mais pas au niveau de la phase.

Pour calculer la correction de phase, nous utilisons le programme MORPHEUS développé par P. Lenoir dans [2] et présenté dans le chapitre 1.

Pour vérifier, nous utilisons ensuite le circuit présenté sur la figure II.6 afin de comparer les réponses en amplitude et en phase de chaque modèle électromagnétique de filtre avec celles obtenues grâce à l'association de son modèle circuit en éléments localisés et du modèle de correction de phase.

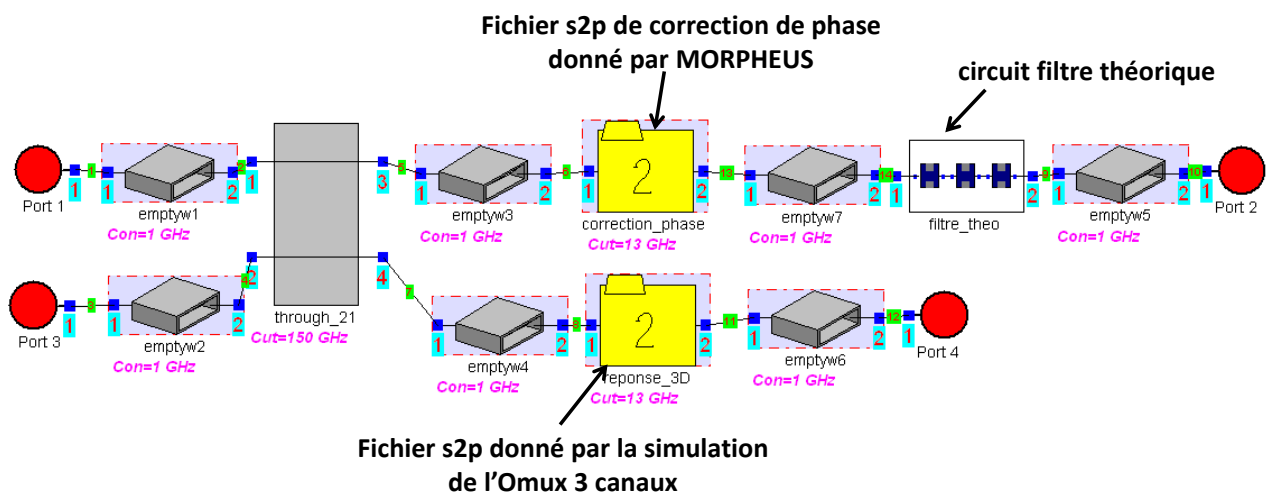


Figure II.6 : Circuit MWW de comparaison des canaux

Sur la figure II.7, nous reprenons l'exemple du canal 1 de cet OMUX pour présenter le résultat proposé par le circuit de simulation de la figure II.5. Nous montrons les réponses en amplitude a) et en phase b). Nous pouvons remarquer une très bonne concordance entre le filtre de canal électromagnétique et l'association entre le filtre en éléments localisés et la correction de phase.

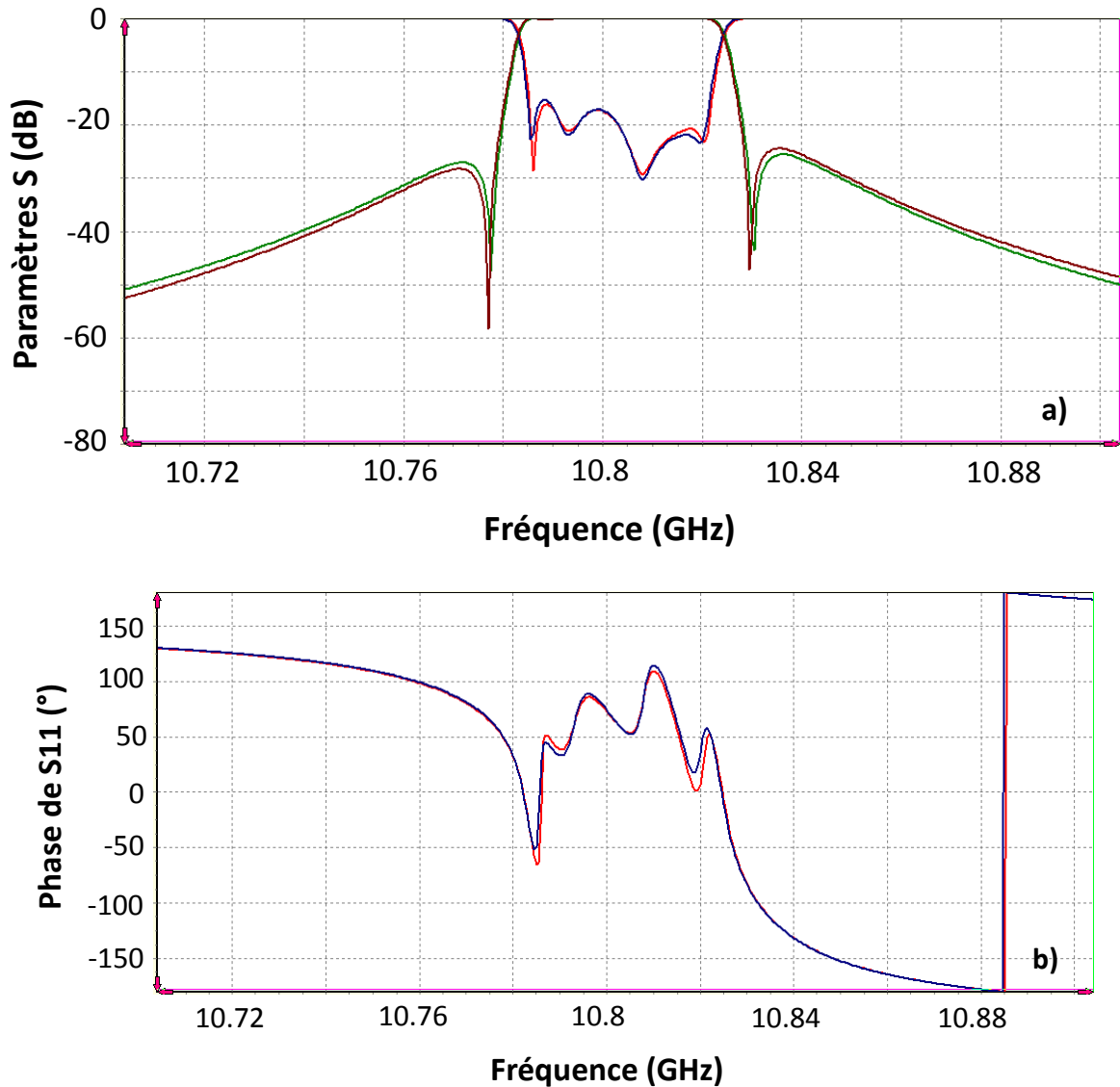


Figure II.7 : (a) *Superposition des réponses des modèles EM et en éléments localisés (+correction de phase), (b) superposition de la phase du S11*

Une fois les étapes de comparaison effectuées pour les trois filtres de canal de l'OMUX, nous pouvons construire notre modèle hybride. Ce modèle comme pour les étapes précédentes consiste à remplacer chaque filtre de canal par les circuits équivalents en éléments localisés auxquels on ajoute la correction de phase. La figure II.8 présente le modèle hybride de l'OMUX 3 canaux a) ainsi qu'une vue 3D de l'élément b).

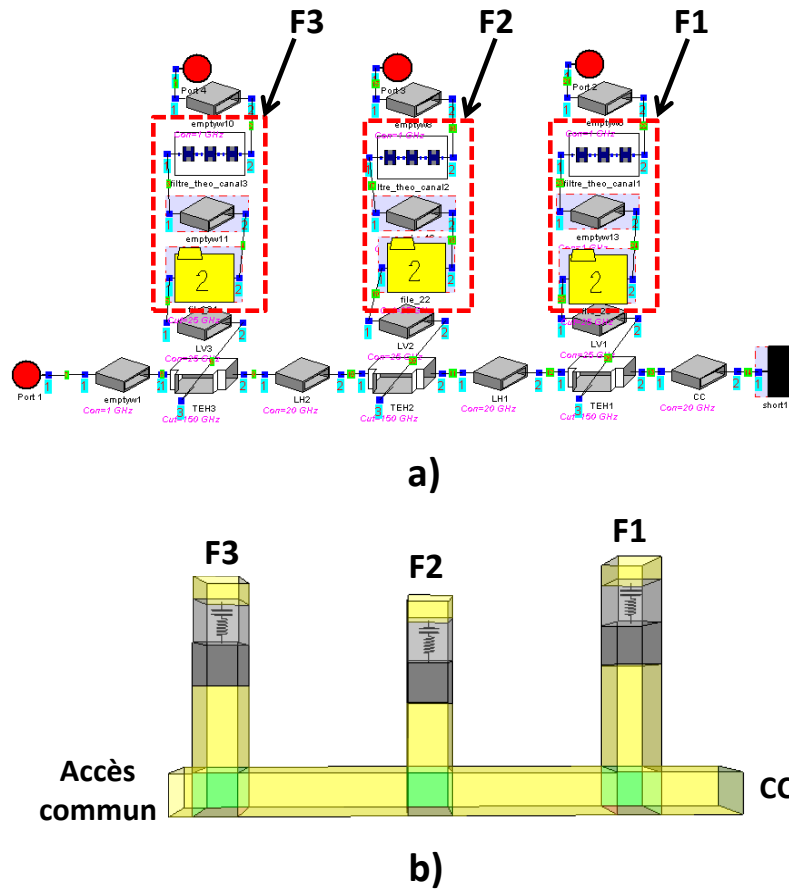


Figure II.8 : (a) Circuit MWW de l'OMUX hybride, (b) vue 3D associée

La dernière étape de ce processus comparatif va être d'observer les réponses de l'OMUX pour les deux cas. Pour cela, on observe la figure II.9 où sont représentés les réponses d'OMUX entièrement électromagnétique a) et du modèle hybride b). Nous voyons que ces deux courbes sont assez différentes et que l'association filtre en éléments localisés/correction de phase entraîne la disparition de certains pics parasites. Nous allons montrer dans la partie suivante que les pics parasites en question sont des modes supérieurs de cavité que l'on peut calculer par ailleurs et que ça ne perturbe en rien la détection des phénomènes parasites que nous voulons identifier puis contrôler.

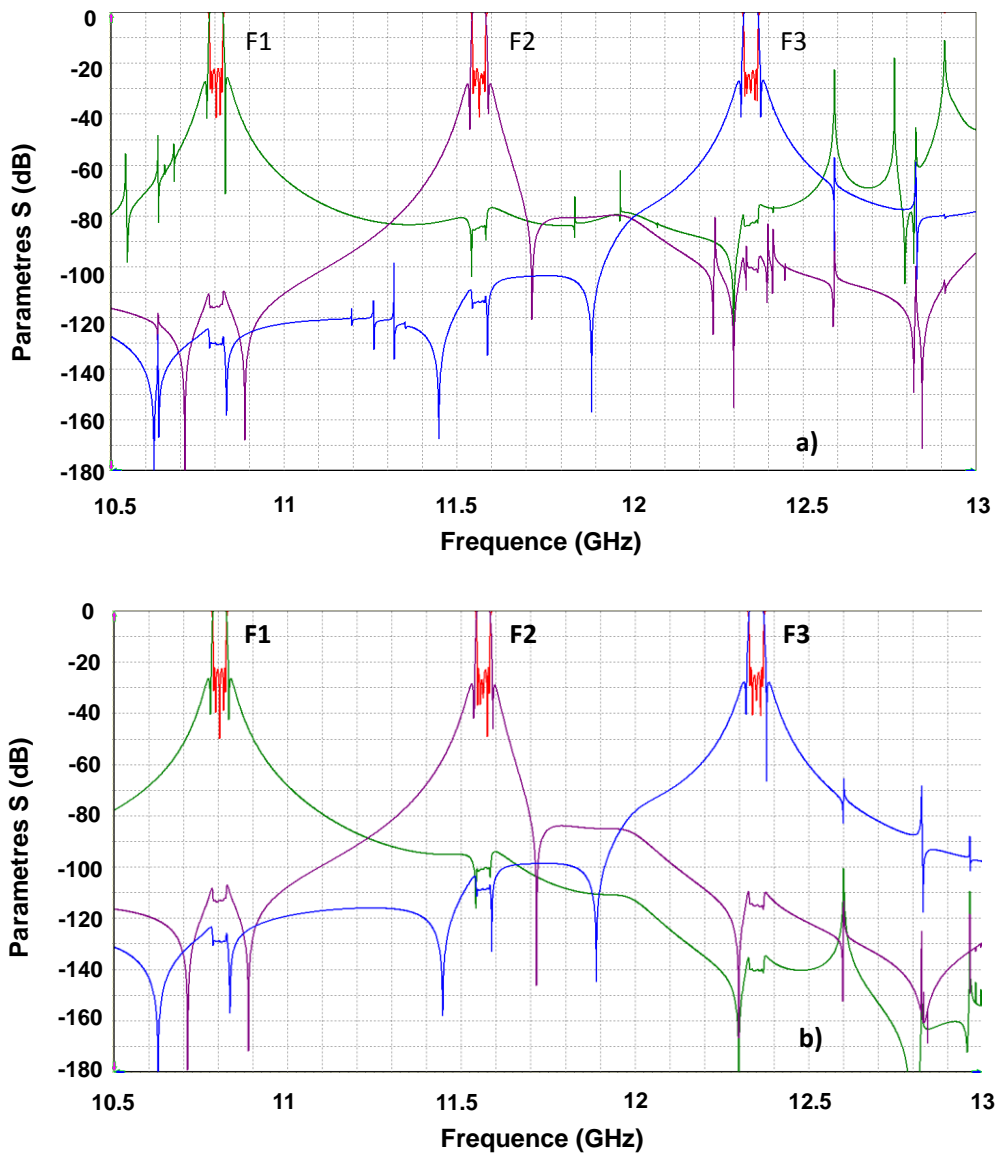


Figure II.9 : (a) Réponse de l'OMUX EM, (b) réponse de l'OMUX hybride

II.2.2. Modes de résonance parasites des filtres

La bande de fonctionnement de l'OMUX est très large, par conséquent il est impossible d'assurer une isolation fréquentielle parfaite sur cette bande pour chaque filtre de canal. Inévitablement, des modes inférieurs ou supérieurs au mode de fonctionnement vont résonner dans la bande de l'OMUX et causer des pics parasites. La solution couramment utilisée consiste à modifier le rapport de forme des cavités pour placer ces modes parasites (supérieurs ou inférieurs) dans des bandes de fréquences « libres ». En particulier, des

diamètres de cavité différents sont utilisés pour placer les pics de résonance dus à ces modes entre les différents canaux.

Ces pics n'apparaissent pas dans la simulation hybride car le modèle circuit des filtres n'intègre que le mode de fonctionnement du filtre. Une illustration est donnée par la sélectivité du premier canal qui remonte fortement en haut de la bande de l'OMUX (entre 12 et 13GHz sur la courbe verte sur la figure II.9.a)), en raison de modes supérieurs qui se propagent dans le filtre, ce que le circuit ne modélise pas.

Les fréquences de résonance des modes TE et TM d'une cavité cylindrique peuvent être déterminées analytiquement à partir des expressions suivantes :

$$f_{TEmp} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{x'_{mn}}{Rcav}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{Lcav}\right)^2} \quad (II.1)$$

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

avec :

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

ε_r : permittivité relative

$Rcav$: rayon de la cavité

$Lcav$: longueur de la cavité

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

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

Thales Alenia Space a développé un logiciel (CAVIRI) permettant de déterminer la liste des modes résonants dans une bande de fréquences donnée ainsi que leur facteur de qualité Q_0 . Lors de la conception d'un OMUX, le logiciel CAVIRI permet de choisir le diamètre qui garantit la meilleure isolation. La figure II.10 montre un exemple de fenêtre CAVIRI pour le canal 1.

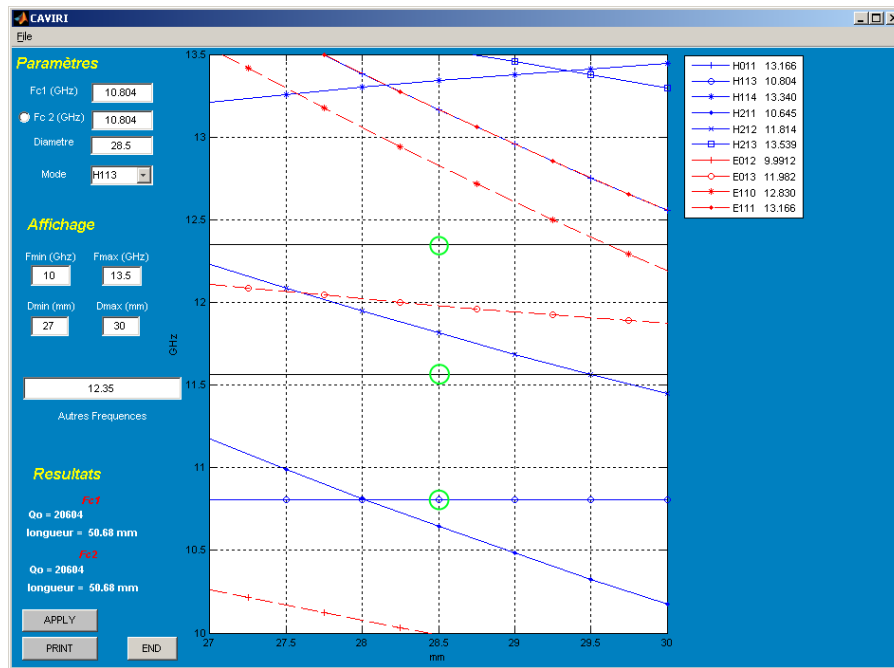


Figure II.10 : Fenêtre CAVIRI pour le canal 1 (sont entourées en vert les fréquences fixes des 3 canaux de l'OMUX)

Il nous est donc possible grâce à ce logiciel de relever la liste des modes présents dans la plage de fréquence de notre OMUX. Nous pouvons retrouver ces modes parasites que l'on a recensés pour chaque canal sur la figure II.11.

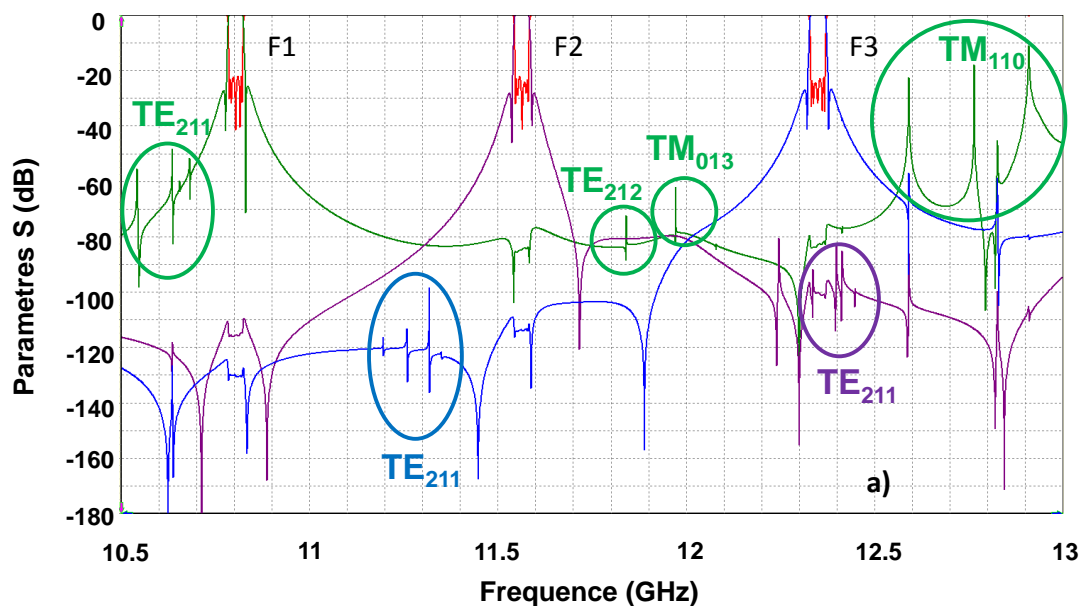


Figure II.11 : Détermination des modes parasites sur la réponse de l'OMUX EM dans la bande [10.5-13 GHz]

Nous avons représenté sur cette figure tous les modes présents dans la bande OMUX et nous les avons distingués pour chaque canal. Nous remarquons que le mode TE_{211} est assez gênant car on le retrouve sur chacun des trois canaux. Cependant, des méthodes existent déjà pour ajuster les résonances de cavités comme une modification du rapport de forme d'un canal (diamètre/hauteur) ou une modification de la forme des iris d'excitation.

La comparaison entre le modèle hybride et le modèle EM s'avère très utile dans le sens où nous avons une première sélection des pics parasites. Du coup, tout pic observé sur la simulation hybride traduit plutôt une résonance ou une recombinaison de signaux dans le manifold, ce que nous présenterons dans la partie suivante de ce chapitre.

Le modèle hybride de l'OMUX est donc un modèle simplifié qui permet des simulations et des optimisations rapides en prenant en compte les pics dus au manifold qui sont plus difficilement contrôlables que les résonances parasites des cavités.

III- Identification et origine physique des phénomènes parasites dus au manifold [2], [6]

L'objectif de cette deuxième partie est de décrire plus précisément les phénomènes parasites autres que les modes de résonance des cavités. Nous présenterons ensuite les méthodes d'identification mises en place pour classifier les phénomènes parasites et nous expliquerons leur origine.

III.1. Définition et description des phénomènes parasites

Nous allons dans cette partie, décrire les phénomènes parasites (hors résonances de cavités) qui peuvent apparaître sur les réponses d'OMUX et perturber leur fonctionnement. Ces phénomènes se divisent en deux catégories :

- Les zéros apparaissant sur la transmission d'un canal, entre l'accès commun et l'entrée du filtre considéré. Ces phénomènes sont identifiés sous le nom de *pics manifold*.
- Les phénomènes de résonance repérables sur le coefficient de réflexion, à l'accès commun. Ces phénomènes sont identifiés comme des *pics de résonance* du manifold.

Par exemple, si on reprend la réponse de l'OMUX hybride étudié précédemment, les trois canaux présentent chacun deux zéros de transmission autour de leur bande passante respective qui proviennent de la fonction de filtrage de type pseudo-elliptique (cf annexe 1). Ensuite, lorsque le filtre est connecté au manifold, on remarque que de nombreux zéros de transmission viennent s'inscrire sur le coefficient de transmission comme montré sur la figure II.12 pour le canal 3.

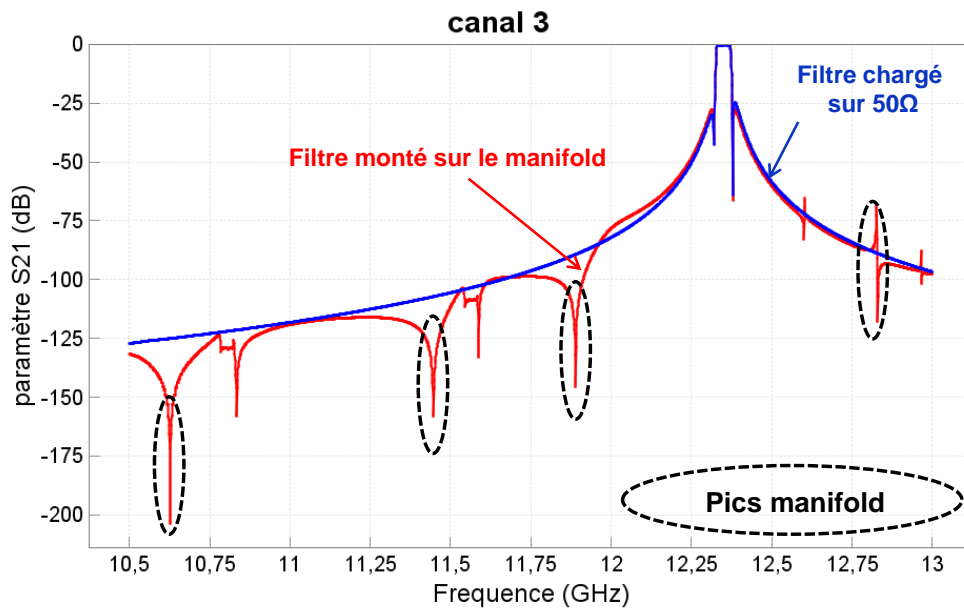


Figure II.12 : Détection des pics manifold sur le filtre de canal 3

Ces zéros de transmission sont causés par le manifold, et ils deviennent gênants s'ils sont trop proches de la bande passante du filtre (ils ont tendance à fortement dissymétriser la réponse en fréquence du filtre) et ils sont difficilement contrôlables pendant la phase d'optimisation.

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

Les pics de résonance quant à eux sont visibles au niveau du coefficient de réflexion à l'accès commun. Ils peuvent dégrader la réponse d'un OMUX, voire empêcher une optimisation correcte.

La figure II.13 nous montre la présence de pics de résonance parasites dans le manifold sur une simulation d'OMUX 12 canaux.

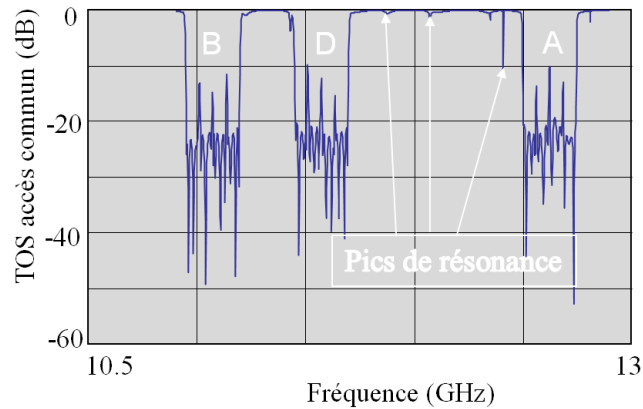


Figure II.13 : Coefficient de réflexion à l'accès commun de l'OMUX 12 canaux [2]

Il y a deux solutions possibles pour étudier ce type de pics :

- Une étude circuit : une segmentation du manifold met en évidence ce problème. On peut par exemple observer sur la réponse d'un filtre la présence d'un pic de résonance à la fréquence centrale d'un canal vers l'accès commun. La partie de l'onde qui va vers le court-circuit ne se réfléchit pas pour venir se recombinaison avec l'onde qui a pris le chemin direct, mais un phénomène de résonance s'établit au niveau du court-circuit, entre le court-circuit et l'iris du canal le plus proche. Ce phénomène engendre une chute de la transmission à ces fréquences.
- Une étude électromagnétique : le principe de cette technique est d'étudier la répartition du champ électromagnétique à l'intérieur du manifold. Pour cela, on réalise une analyse électromagnétique du manifold seul (sans les filtres), puis on ramène les impédances équivalentes de chacun des filtres sur leurs ports respectifs.

Divers exemples de répartition du champ, correspondant à plusieurs pics de résonance sont présentés sur la figure II.14.

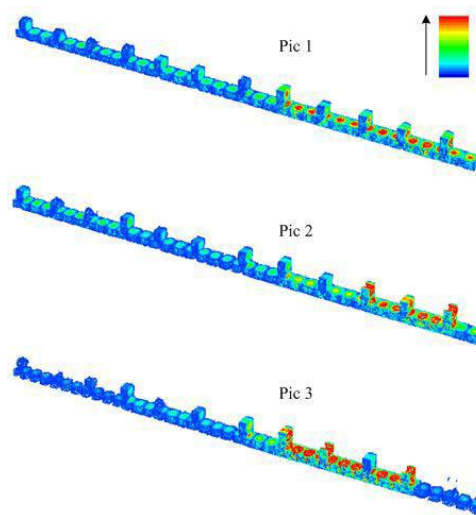


Figure II.14 : Exemples de répartition du champ électromagnétique dans le manifold [2]

Ces phénomènes de résonances parasites présentes dans le manifold sont très difficiles à éliminer. En effet, la position fréquentielle des pics de résonance est une conséquence directe des longueurs de calage optimisées pour régler les différents canaux. Cependant, les analyses précédentes permettent de localiser précisément ces pics et donc de savoir sur quels paramètres du filtre jouer afin de diminuer leur amplitude et donc leur impact.

III.2.2. Définition et méthodes d'identification des pics manifold sur l'OMUX réglé

Pour la suite de l'étude, nous nous intéressons uniquement aux pics manifold qui sont les plus nombreux et les plus gênants lors de la conception car nous n'avons pas à l'heure actuelle de méthodes efficaces contre ces pics.

Les pics manifold correspondent donc à des zéros de transmission présents sur la sélectivité d'un canal [2]. Nous pouvons faire plusieurs constats :

1. Sur un même manifold, les canaux proches de l'accès commun sont plus perturbés par les pics manifold que les canaux proches du court-circuit. La distance séparant un canal du court-circuit semble donc être un paramètre essentiel dans la présence des pics manifold. Pour la conception d'OMUX avec un nombre important de canaux (typiquement supérieur à 10), où les dimensions de manifold deviennent conséquentes, les pics manifold peuvent donc devenir très contraignants.

2. D'autre part, le coefficient de transmission entre l'accès commun et l'entrée d'un canal ne présente pas de pics manifold dans les plages fréquentielles (bande passante) des canaux placés entre le court-circuit et le canal considéré.
3. Enfin, il peut arriver qu'un ensemble de canaux soit marqué par un pic manifold à un même point de fréquence.

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

Deux parties distinctes de l'OMUX sont à l'origine des pics manifold. Ils peuvent être créés soit par l'ensemble des canaux situés entre le canal considéré et le court-circuit (charge arrière), soit par les canaux amonts montés vers l'accès commun (charge amont).

Une illustration de cette notion de charge amont et de charge arrière est faite sur une schématique d'OMUX présentée sur la figure II.15.

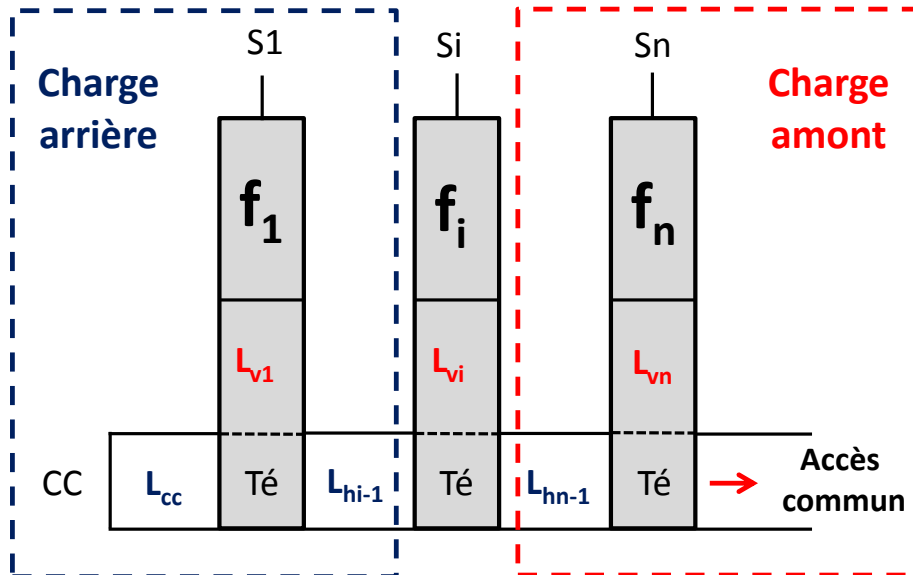


Figure II.15 : Représentation schématique d'un OMUX n canaux (fréquences basses proches du court-circuit et fréquences hautes côté accès commun)

III.2.1. Explication physique sur l'origine des pics manifold

Avant de décrire les méthodes d'identification de ces pics manifold, quelles que soient leurs origines (charge arrière ou charge amont), nous allons expliquer leur origine physique. Nous allons pour cela utiliser une approche simplifiée sur le comportement d'une onde électromagnétique dans le manifold.

La présence des pics manifold est liée à l'utilisation du té pour connecter les filtres au guide d'onde commun. En effet, lorsque l'onde électromagnétique arrive sur le té, elle se partage en deux, comme le montre la figure II.16.

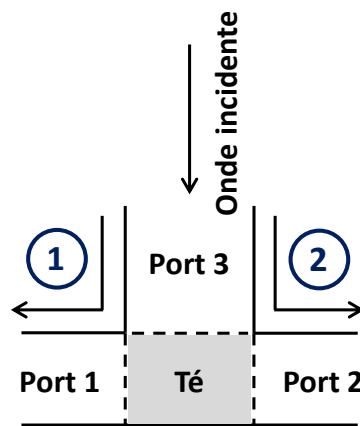


Figure II.16 : Partage de l'onde électromagnétique au niveau du té

Si on considère un circuit simplifié où l'on a la charge arrière et un té schématisé sur la figure II.17. Nous pouvons chercher l'origine des pics manifold.

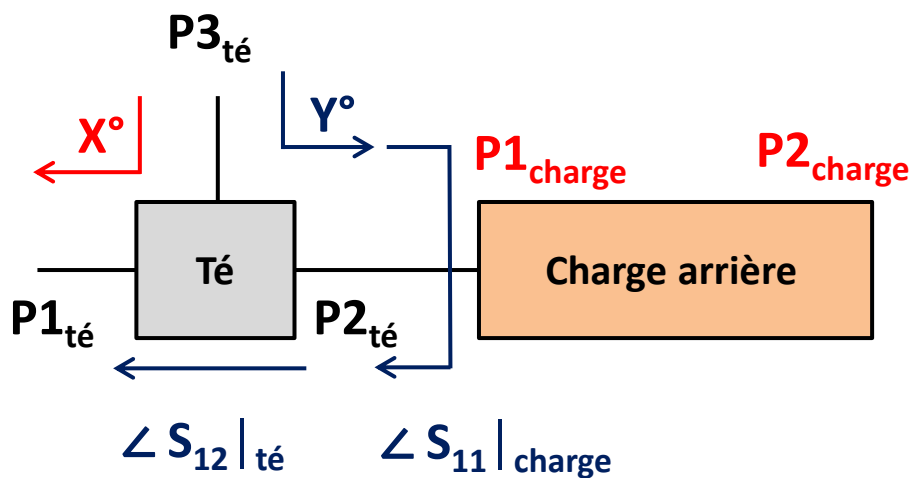


Figure II.17 : Origine des pics manifold

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

- Soit par le chemin direct 1
- Soit par le chemin 2 avec réflexion sur la charge arrière (le court-circuit dans le cas du dernier canal)

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

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

$$\angle S_{13} \text{ té} = \angle S_{23} \text{ té} + 180^\circ \quad (II.3)$$

où $\angle S_{13} \text{ té}$ et $\angle S_{23} \text{ té}$ sont les phases des paramètres [S] du té (sur 50 ohms), les ports étant numérotés comme précisé sur la figure II.17

L'écart de 180° est dû au changement d'orientation du champ électrique E_r dans les accès.

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

- 1 : par le chemin direct :

$$\angle S_{31} \text{ direct} = x^\circ \quad (II.4)$$

- 2 : par le chemin avec réflexion sur le court-circuit :

$$\begin{aligned} \angle S_{31} \text{ réflexion} &= y^\circ + \angle S_{11} \text{ charge} + \angle S_{12} \text{ te} \\ \angle S_{31} \text{ réflexion} &= x^\circ + 180^\circ + \angle S_{11} \text{ charge} + \angle S_{12} \text{ te} \end{aligned} \quad (II.5)$$

Quand l'écart de phase entre le chemin direct et le chemin après réflexion vaut 180° , un pic manifold est observé :

$$\Delta\phi = \angle S_{31} \text{ direct} - \angle S_{31} \text{ réflexion}$$

$$\Delta\phi = x^\circ - [x^\circ + 180^\circ + \angle S_{11} \text{ charge}] + \angle S_{12} \text{ te} \quad (II.6)$$

Si $\angle S_{11} \text{ charge} = -\angle S_{12} \text{ te}$ alors $\Delta\phi = 180^\circ$, ce qui entraîne la présence d'un pic manifold.

Un lien étroit existe entre pic manifold et adaptation d'un canal. En effet, lorsque les ondes 1 et 2 se retrouvent en phase, elles se recombinaient de façon constructive, et c'est dans ces conditions que le filtre sera le mieux adapté. La condition pour adapter un canal est donc opposée à la condition d'apparition d'un pic manifold.

Lorsque le canal est proche du court-circuit, la longueur séparant le canal du court-circuit est assez courte, et la longueur électrique varie assez lentement sur une large plage de fréquences. La variation en phase de la charge arrière est donc assez lente, comme le montre la figure II.18, ce qui crée peu (ou pas) de pics manifold. Les conditions d'adaptation du canal sont valables sur une plage de fréquences assez large autour de la fréquence centrale du canal (plage fréquentielle sans pics manifold).

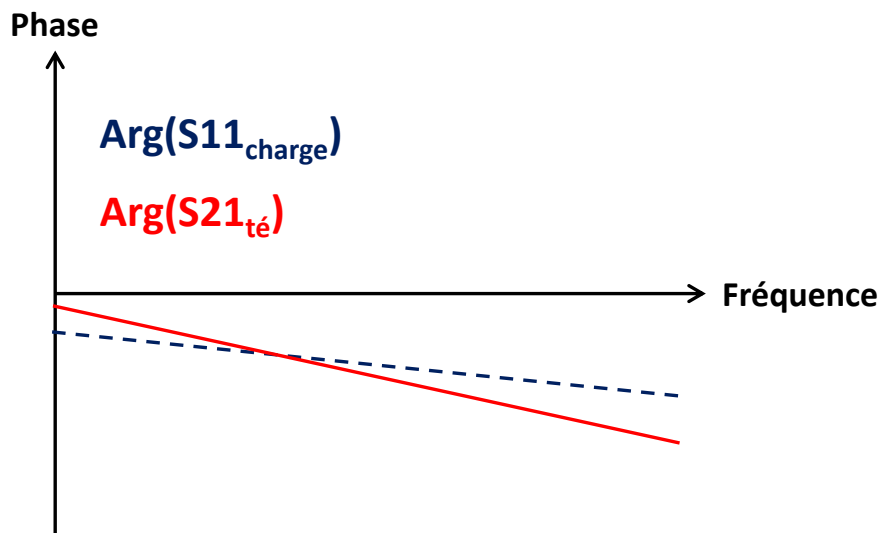


Figure II.18 : Variation de la phase de la charge arrière d'un canal proche du court-circuit

En revanche, en s'éloignant du court-circuit, la longueur séparant le canal du court-circuit devient très importante. La longueur électrique varie alors très rapidement sur une faible plage de fréquences comme présentée sur la figure II.19. Les conditions d'adaptation du canal sont valables à la fréquence centrale du canal, mais changent très rapidement pour les fréquences voisines. Il peut alors s'avérer impossible d'obtenir une plage fréquentielle suffisamment large, sans pic manifold, pour pouvoir placer un canal.

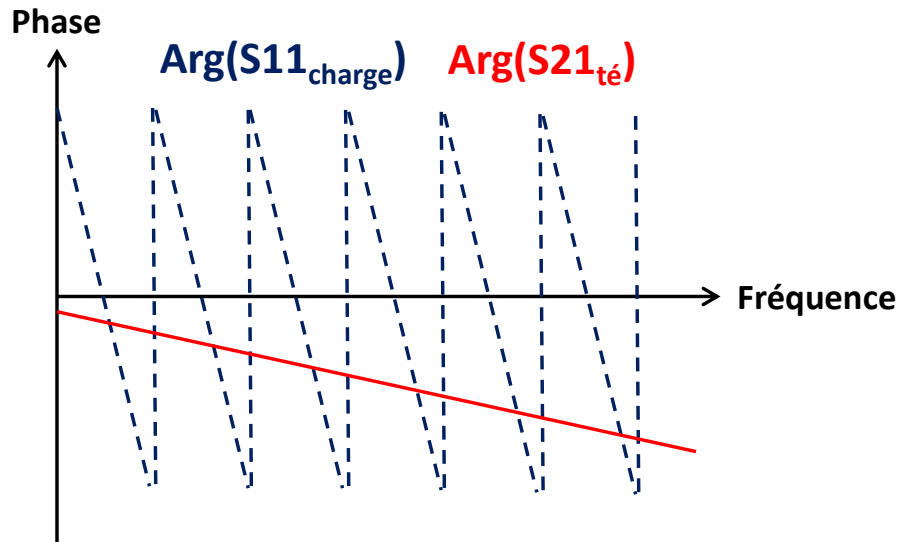


Figure II.19 : Variation de la phase de la charge arrière d'un canal éloigné du court-circuit

La longueur du manifold semble donc être une grandeur limite pour augmenter le nombre de canaux sur un OMUX.

Il est également possible d'expliquer pourquoi un canal n'est pas touché par les pics manifold dans certaines plages fréquentielles. Aux fréquences correspondantes aux bandes passantes des canaux placés côté court-circuit, la partie de l'onde qui va vers le court-circuit ne se combine pas avec celle qui prend le chemin direct. En effet, elle remonte vers le canal qui laisse passer ces fréquences. Comme il n'y a plus de recombinaison de l'onde par les deux chemins, il n'y a plus de pics manifold. Ceci justifie bien le fait que les problèmes de pics manifold sont liés à des phénomènes de recombinaisons de l'onde électromagnétique au niveau des tés. A ce niveau-là, les connaissances acquises sur les manifolds [22], [26], [44], s'avèrent essentielles pour la compréhension de ces phénomènes de recombinaison.

III.2.2. Identification des pics manifold créés par la charge arrière

En référence à l'explication théorique précédente, nous allons identifier les pics manifold créés par la charge arrière. Cette méthode consiste à effectuer une segmentation de l'OMUX. Cette segmentation consiste à partir de l'accès commun et à déconnecter un canal jusqu'à atteindre le court-circuit.

Nous allons donc commencer par analyser le canal 3 (canal à la fréquence la plus haute donc le plus éloigné du court-circuit). Comme le montre la figure II.20_a), nous déconnectons le filtre de canal 3 et nous mesurons la transmission aux bornes de son té. Cette transmission, nous allons la comparer avec celle du canal 3 lorsque celui-ci est connecté à l'OMUX sur la figure II.20_b). Les figures II.21 et II.22 reprennent le même principe respectivement pour les canaux 2 et 1 de l'OMUX. Nous interpréterons les résultats ensuite.

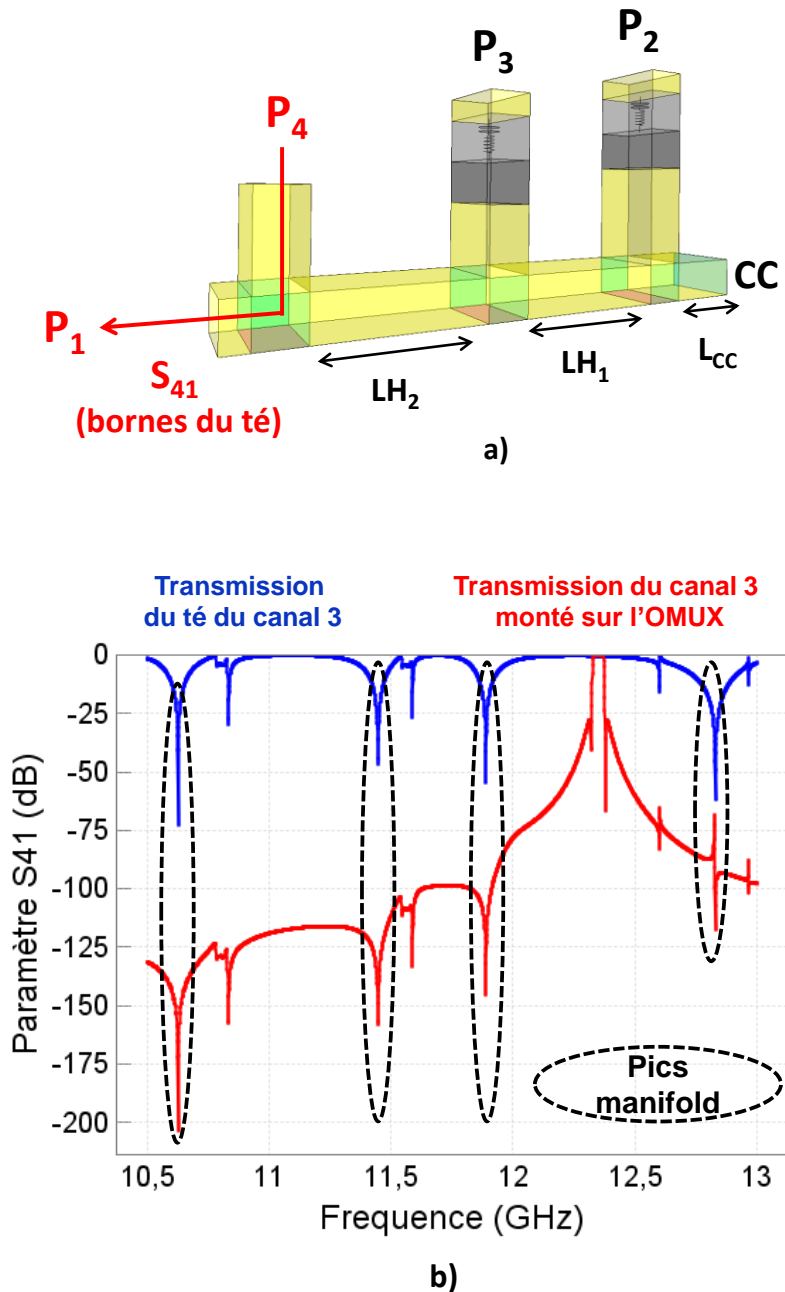


Figure II.20 : (a) Schéma de principe de segmentation de l'OMUX pour le canal 3, (b) détection des pics manifold créés par la charge arrière pour le canal 3

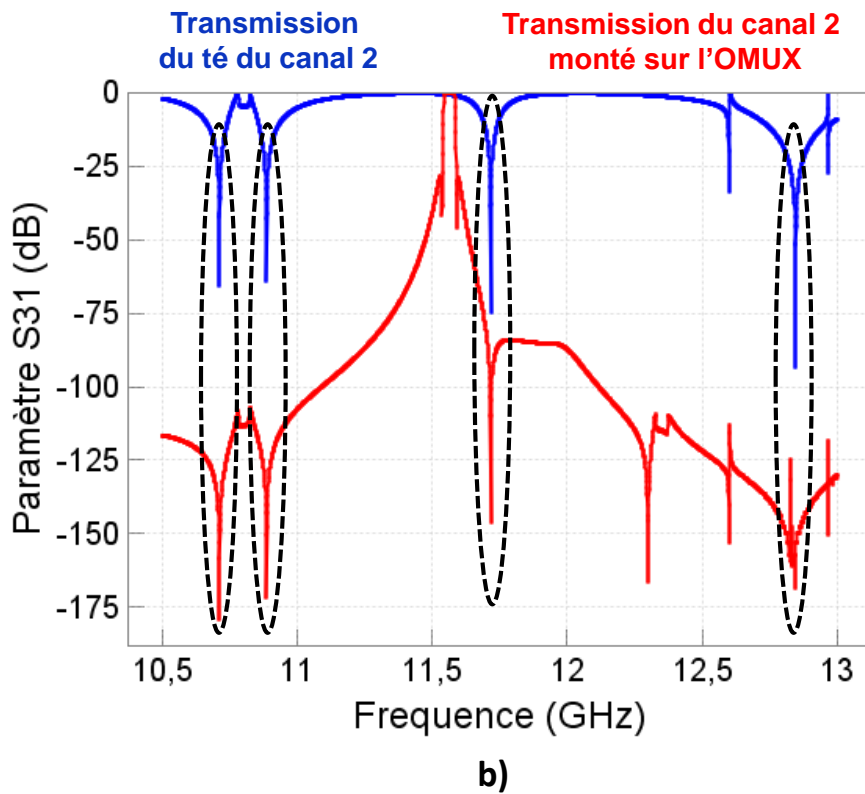
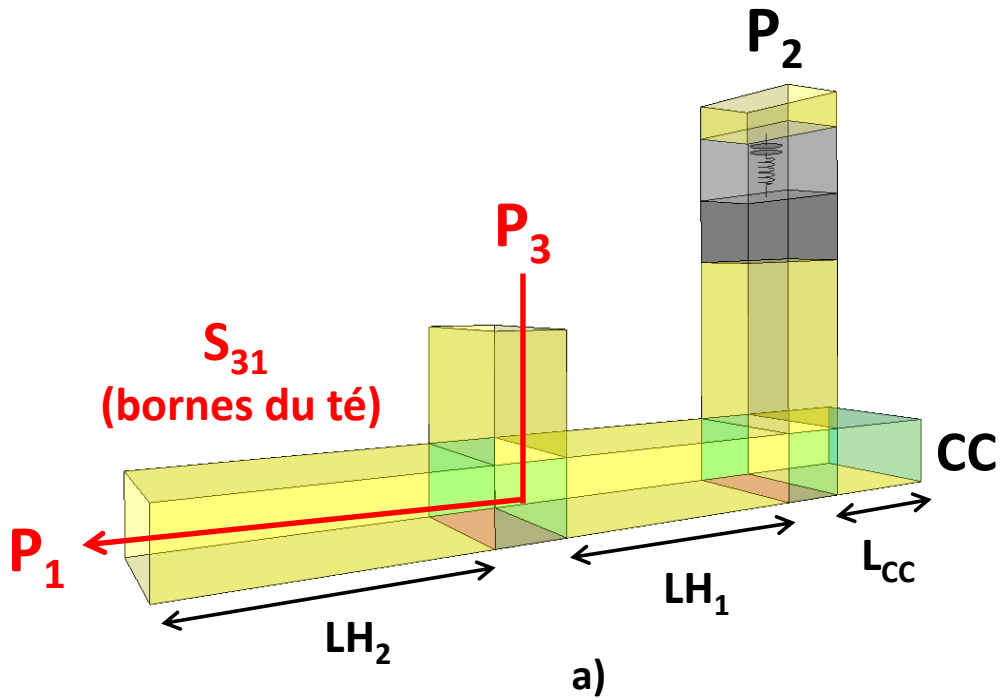


Figure II.21 : (a) Schéma de principe segmentation de l'OMUX pour le canal 2, (b) détection des pics manifold créés par la charge arrière pour le canal 2

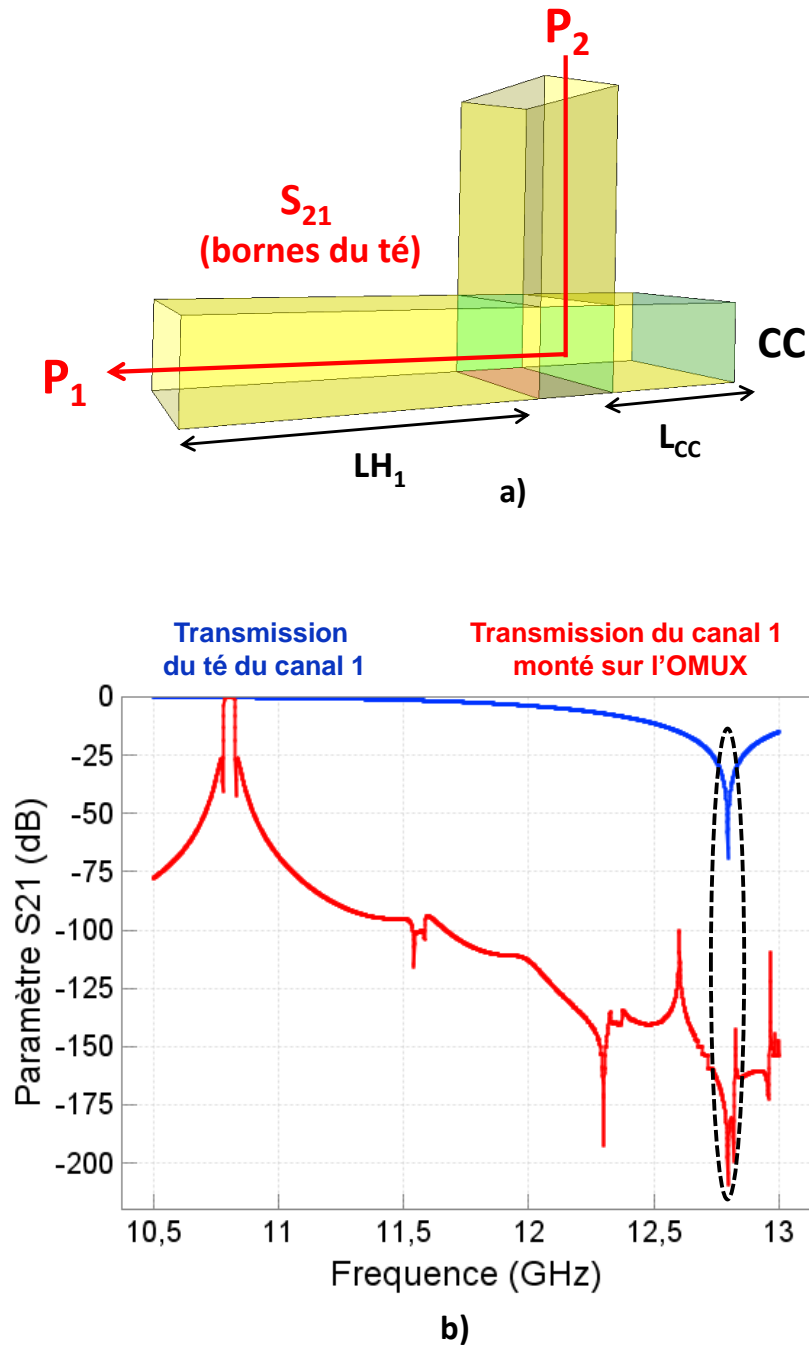


Figure II.22 : (a) Schéma de principe de segmentation de l'OMUX pour le canal 1, (b) détection des pics manifold créés par la charge arrière pour le canal 1

Cette comparaison des réponses permet de s'apercevoir que la charge placée derrière le té d'un canal (filtre et segments de guide) est bien à l'origine des pics manifold. Les résultats démontrent également que les canaux les plus éloignés du court-circuit sont les plus sujets à la présence de pics manifold. Dans notre cas, le canal 3 présente le plus de phénomènes parasites.

Si des zéros de transmissions visibles sur la réponse du filtre dans la schématique globale de l'OMUX ne sont pas présents sur la transmission du té du canal après segmentation de l'OMUX, il s'agit alors du deuxième type de pics manifold, créés par la charge amont.

III.2.3. Identification des pics manifold créés par la charge amont

Il s'agit dans ce cas de la deuxième origine possible de pics manifold, due aux canaux côté accès commun (canaux amont). Comme expliqué précédemment, les pics manifold résultent de la recombinaison du signal transmis directement et du signal transmis après réflexion sur une charge. Donc, lorsque un signal est transmis à travers un té connecté à un filtre de canal, deux ondes sont transmises, directement d'une part et après réflexion sur le filtre d'autre part ; et, si ces ondes sont en opposition de phase, des phénomènes destructifs se produisent entraînant l'apparition de pics manifold. La figure II.23 illustre ce principe.

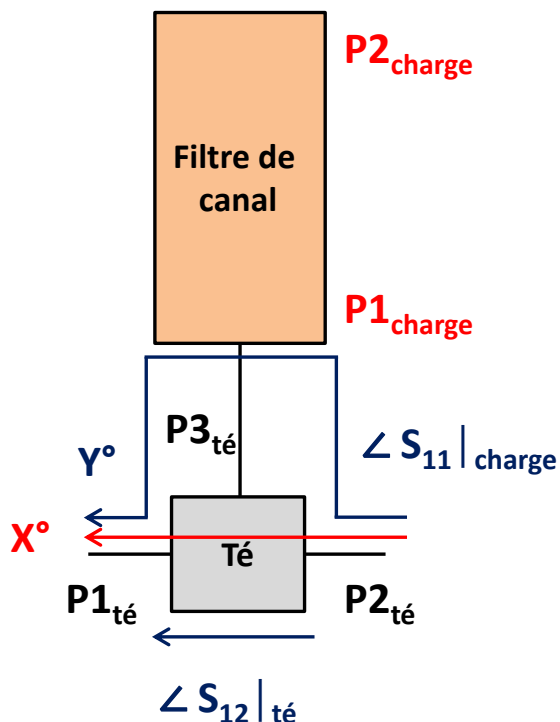


Figure II.23 : Origine des pics manifold créés par un canal amont

Dans notre cas, le canal le plus en amont est le canal 3 ($f_3 = 12.35$ GHz). Les pics manifold créés par les canaux amont ont la particularité d'être visibles, à la même fréquence,

sur tous canaux placés ensuite vers le court-circuit. Donc un pic créé par le canal 3 sera visible sur la transmission des canaux 1 et 2.

La méthode de segmentation appliquée à notre OMUX de test consiste à isoler totalement le canal 3. En observant le coefficient de transmission aux bornes du té du canal 3, il est possible d’observer la présence de deux zéros de transmission qui se répercutent sur la réponse de tous les canaux de la charge arrière (canaux 1 et 2). La comparaison des coefficients de transmission est visible sur la figure II.24_b) et le schéma de principe de l’isolation du canal 3 sur la figure II.24_a).

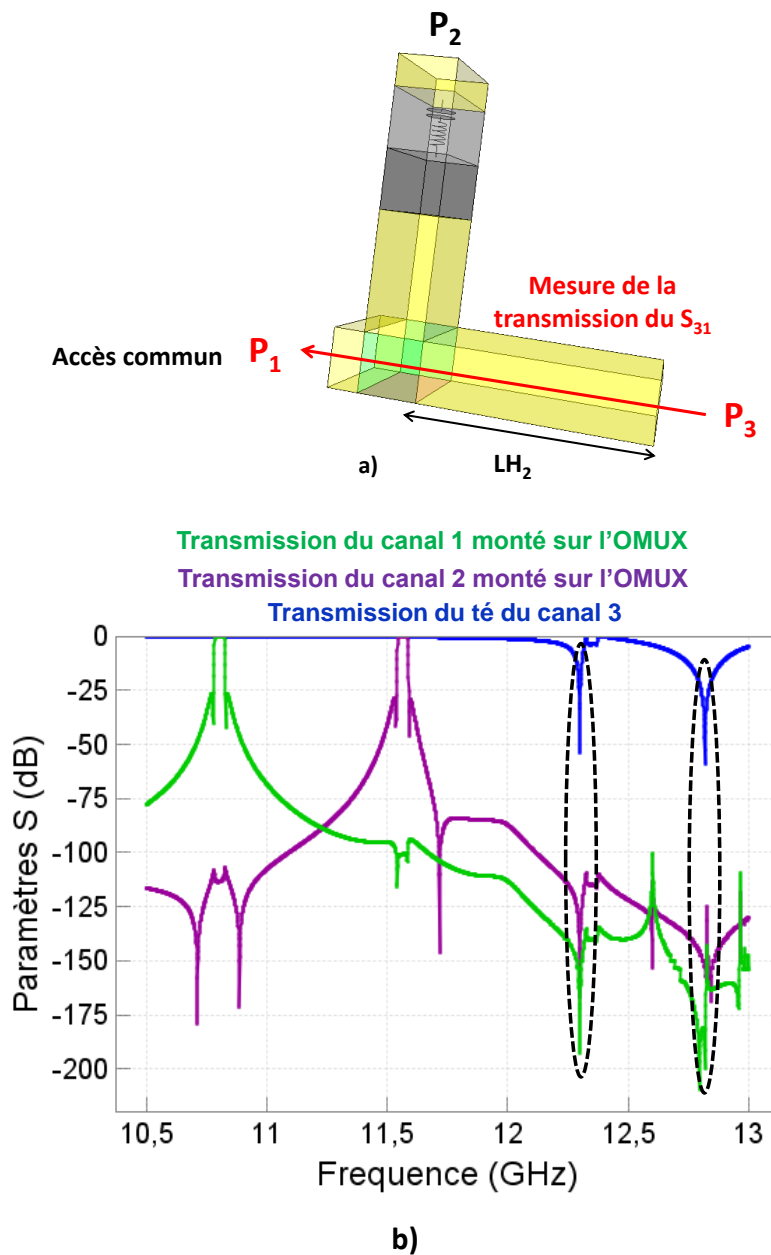


Figure II.24 : (a) Schéma de principe isolation du canal 3, (b) détection des pics manifold créés par la charge amont

Sur le graphique de la figure II.24, nous voyons effectivement apparaître deux résonances sur le paramètre S_{31} aux bornes du té du canal 3 lorsque ce dernier est isolé de l'OMUX. Ces résonances se répercutent sur le coefficient de transmission des canaux 1 et 2 lorsqu'ils sont connectés à l'OMUX. Nous pouvons clairement affirmer que le canal 3 crée deux pics manifold présents sous forme de zéros de transmissions sur les deux autres canaux. Ces pics manifold sont identifiés à 12.3 GHz et 12.82 GHz.

Nous avons effectué les mêmes tests avec le canal 2 qui est un canal amont par rapport au canal 1. Nous isolons donc le canal 2 de l'OMUX et nous observons la transmission aux bornes du té du canal 2. Le schéma de principe de l'isolation du canal 2 ainsi que la comparaison des transmissions sont visibles sur la figure II.25. Les résultats montrent que le canal 2 ne crée aucun pic manifold.

On a donc démontré que différents phénomènes parasites pouvaient perturber le fonctionnement d'un multiplexeur sur manifold. Notamment, les pics parasites dus à la recombinaison des signaux par le manifold sont très complexes à contrôler car pour modifier les conditions de recombinaison, il est nécessaire de changer soit les impédances vues aux accès, soit les longueurs de guide. Dans tous les cas, ces modifications modifient complètement le réglage de l'OMUX et on sait par expérience qu'une réoptimisation complète ne permet généralement pas de résoudre le problème surtout lorsque l'OMUX fonctionne sur une large bande.

Pour résoudre le problème, nous proposons plutôt d'insérer un élément supplémentaire dans le manifold afin de contrôler la recombinaison en phase des signaux pour placer les pics manifold dans une plage de fréquence où ils ne perturberont pas le fonctionnement de l'OMUX.

IV- Solutions proposées pour le contrôle des pics manifold

L'objectif de cette troisième et dernière partie va être de proposer une solution pour contrôler la position en fréquence des pics manifold. Nous avons décidé de centrer notre étude sur le canal 3. En effet, ce canal à la fréquence la plus haute est non seulement le plus sujet à la présence de pics manifold mais il est aussi celui qui en fait apparaître sur la transmission des deux autres canaux.

Ces pics manifold créés par un canal amont vont être l'objet de nos recherches. Pour commencer notre étude, il nous faut nous pencher sur les conditions de phase entre le té et le filtre de canal 3 pour définir une solution idéale permettant de déplacer les pics manifold.

IV.1. Etude d'une solution idéale permettant de déplacer les pics manifold

Nous avons pu observer précédemment (III.2.1) que la présence des pics manifold était liée à la recombinaison des signaux traversant un té de connexion. Les conditions de phase jouent donc un rôle essentiel.

L'identification des pics manifold créés par un canal amont peut être effectuée en isolant le canal en question de l'OMUX. Les pics manifold peuvent être observés sur la transmission (S31) du sous-circuit. Ce paramètre de transmission dépend de l'impédance présentée par le filtre et qui est vue par le té.

La position des pics manifold est affectée par un changement de la longueur du guide uniforme entre le filtre de canal et son té. Plus généralement, modifier l'impédance à l'interface entre le filtre de canal et le té va affecter la position des pics manifold mais aussi le réglage de l'OMUX.

Nous considérons le sous-circuit utilisé lors de l'identification. Ce sous-circuit va être séparé en deux parties comme le montre la figure II.26. Nous superposons ensuite les phases en réflexion de part et d'autre de l'interface (port 2 de chaque sous-circuit) sur la figure II.27 : courbe a) pour le filtre de canal et b) pour le té.

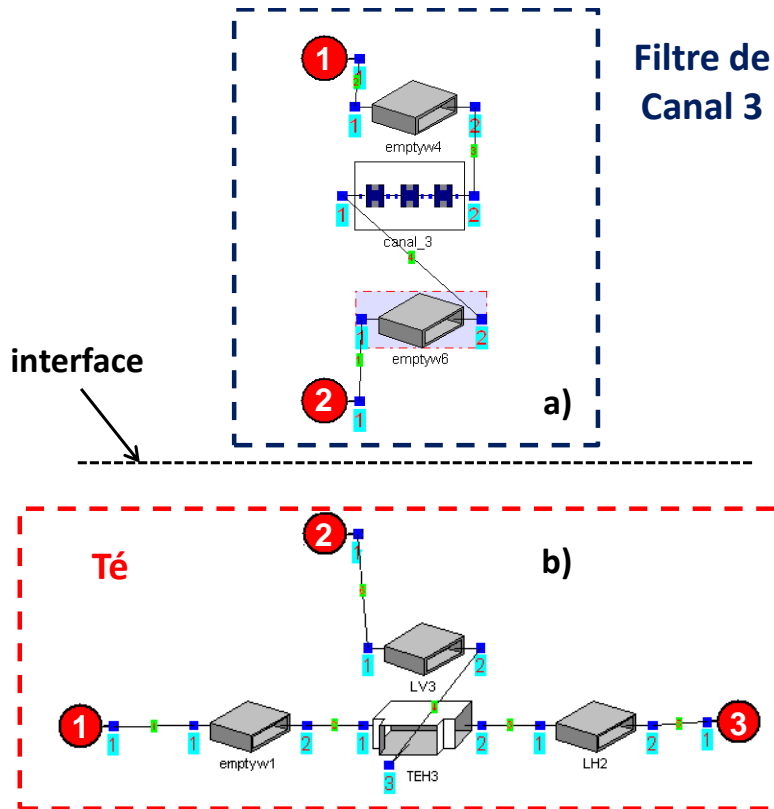


Figure II.26 : Etude de la phase avec le sous-circuit divisé en deux parties (a) filtre de canal, (b) té

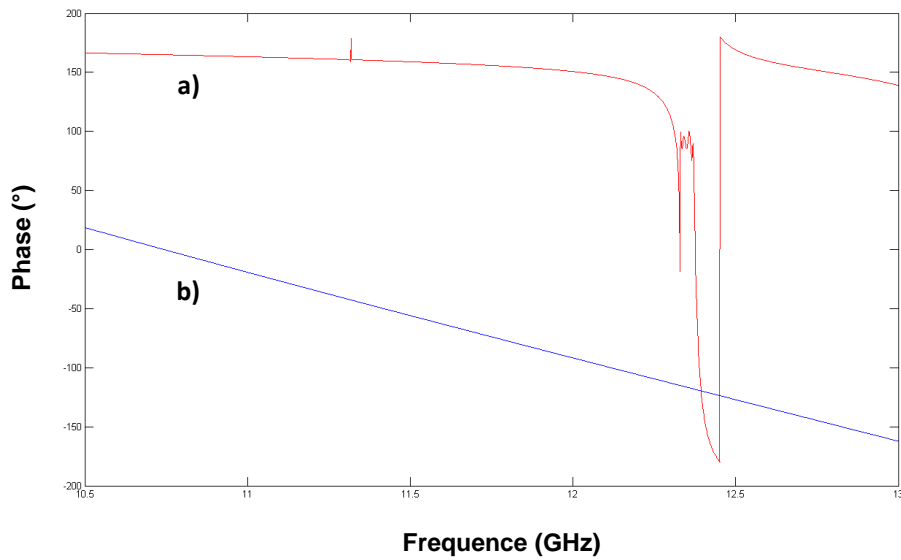


Figure II.27 : Phase du paramètre de réflexion à l'interface entre le filtre de canal et le té (a) filtre de canal, (b) té

Nous décidons de modifier artificiellement la phase en réflexion du té en modifiant la phase sur une bande de fréquence. Dans cet exemple, la phase est diminuée de 30° des basses fréquences jusqu'à la limite basse de la bande passante du canal 3. La figure II.28 nous montre les phases en réflexion des deux sous-parties avec notamment le saut de phase sur la réflexion du té. Il est bien sûr important de préciser qu'idéalement, ce saut de phase n'affecte pas les modules des paramètres de répartition du té.

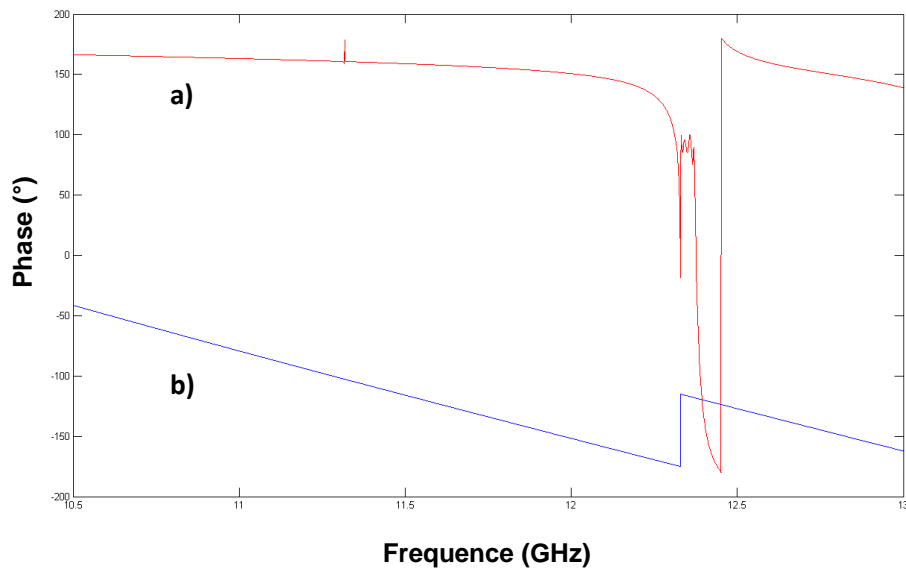


Figure II.28 : Phase du paramètre de réflexion à l'interface entre le filtre de canal et le té (a) filtre de canal, (b) té avec la phase modifiée dans la bande utile du canal 3 (+ 30°)

Afin de vérifier l'effet produit par cette modification idéale de phase, nous pouvons observer la transmission aux bornes du sous-circuit. On peut remarquer sur la figure II.29 les deux résonances et noter que celle qui était à 12,3 GHz (plus basse en fréquence) lors de l'identification se trouve maintenant à 12 GHz. Ceci démontre donc que l'introduction d'un saut de phase permet en modifiant les paramètres S du té de déplacer les pics manifold.

Notre objectif est donc maintenant de développer un élément qui satisferait ces conditions et que l'on pourrait placer entre le té et le filtre de canal. Nous ne souhaitons pas obligatoirement obtenir un saut de phase comme nous venons de le montrer théoriquement mais notre idée est d'apporter une non-linéarité au niveau de la phase. Pour cela, nous avons créé une discontinuité en éléments distribués que nous allons présenter dans la partie suivante.

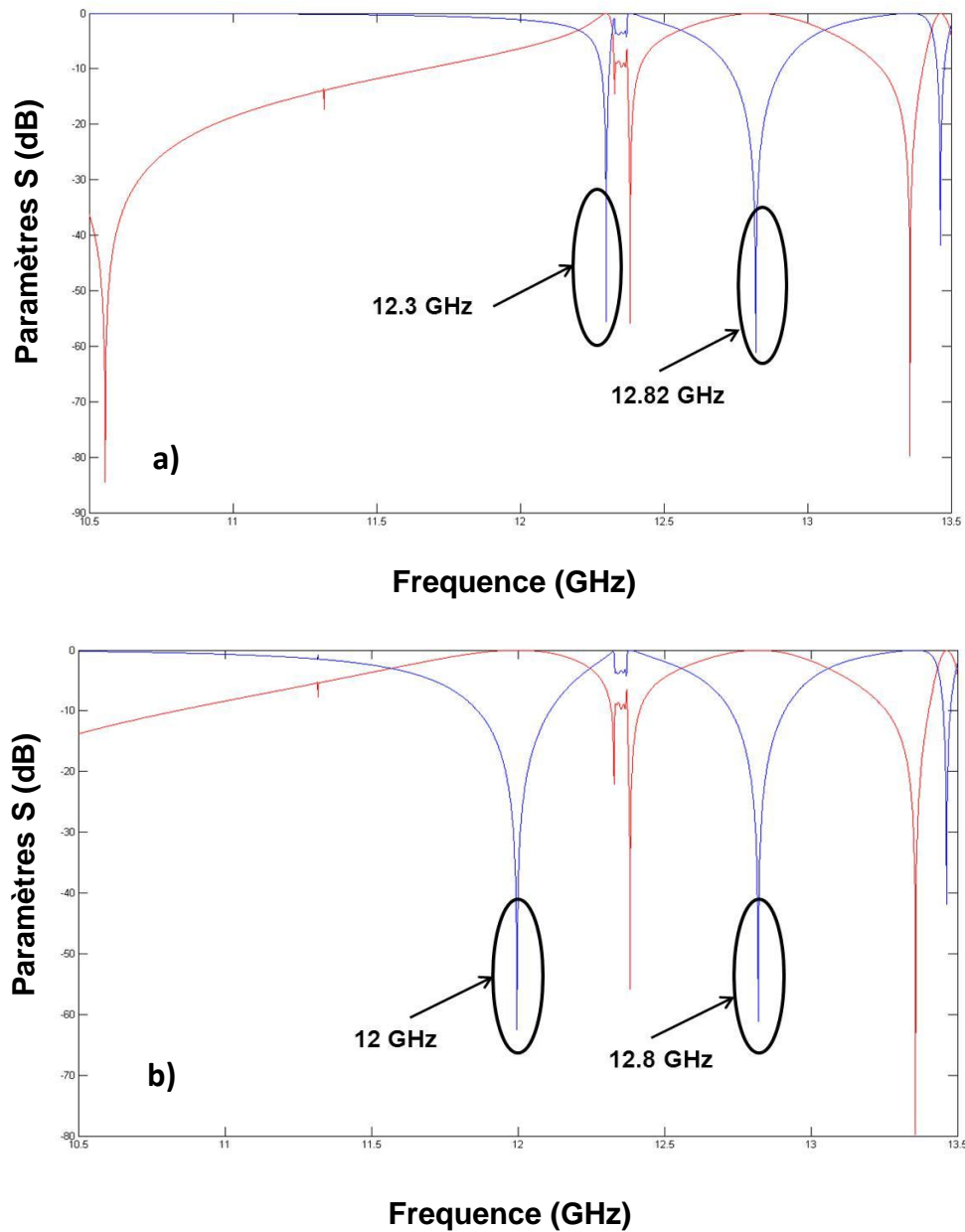


Figure II.29 : Position fréquentielle des pics manifold créés par le canal 3 (a) sans le saut de phase, (b) pour le saut de phase généré (+30°)

IV.2. Conception et optimisation d'une discontinuité pour le contrôle des pics manifold créés par la charge amont

IV.2.1. Synthèse de la discontinuité

Suite à l'étude des conditions de phase entre le té et le filtre de canal, nous avons conçu une discontinuité en éléments distribués à l'aide du logiciel *MicroWave Wizard* de

Mician. L'objectif comme le montre la figure II.30 est de remplacer le guide uniforme LV3 (longueur de calage verticale) présent entre le té et le filtre de canal 3 par notre élément pour créer un saut de phase à l'interface avec le filtre.

Cette discontinuité associe trois guides uniformes. Le guide placé au milieu a une hauteur inférieure à celle des deux autres.

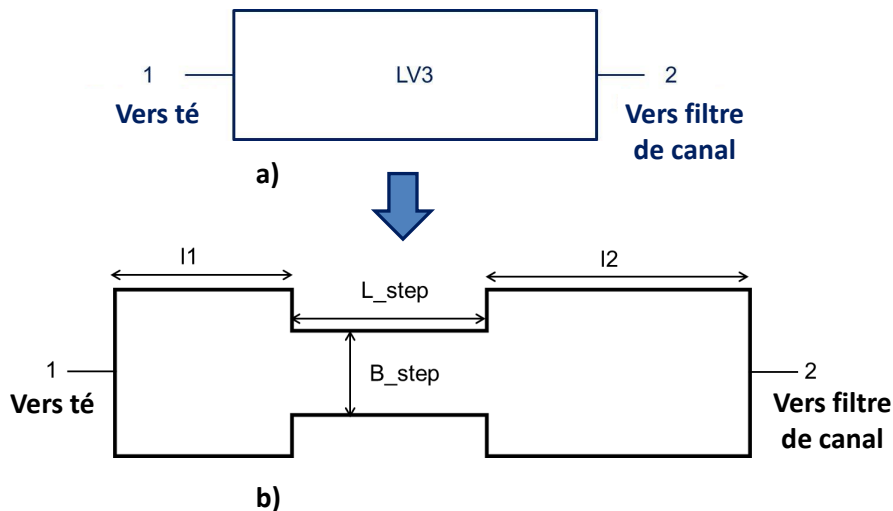


Figure II.30 : (a) Guide de calage vertical, (b) discontinuité en éléments distribués

La discontinuité que nous appellerons « step » a une hauteur (B_{step}) et une longueur (L_{step}) variables. Les longueurs de guides côté té (l_1) et côté filtre de canal (l_2) sont aussi des paramètres importants de l'élément comme nous pourrions le voir plus tard.

Les paramètres introduits grâce à la discontinuité permettent de modifier l'impédance de la ligne. Cet élément devient extrêmement intéressant lorsqu'il est associé avec le té. En effet, il permet de créer un saut de phase avec une pente plus ou moins importante pour le paramètre de réflexion vue depuis l'interface. Ce saut de phase est dû à un minimum de réflexion ce qui change l'impédance vue par le filtre. La figure II.31_a) nous montre une vue 3D de l'association step+té. La figure II.31_b) nous montre la phase en réflexion vue à l'interface avec le filtre.

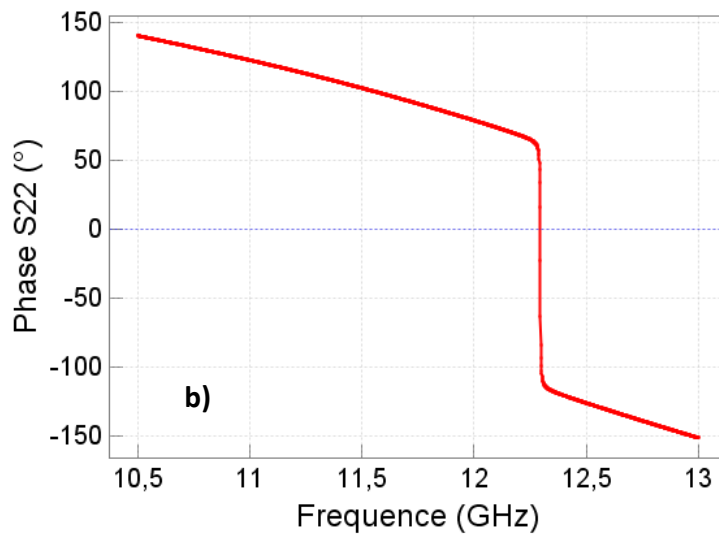
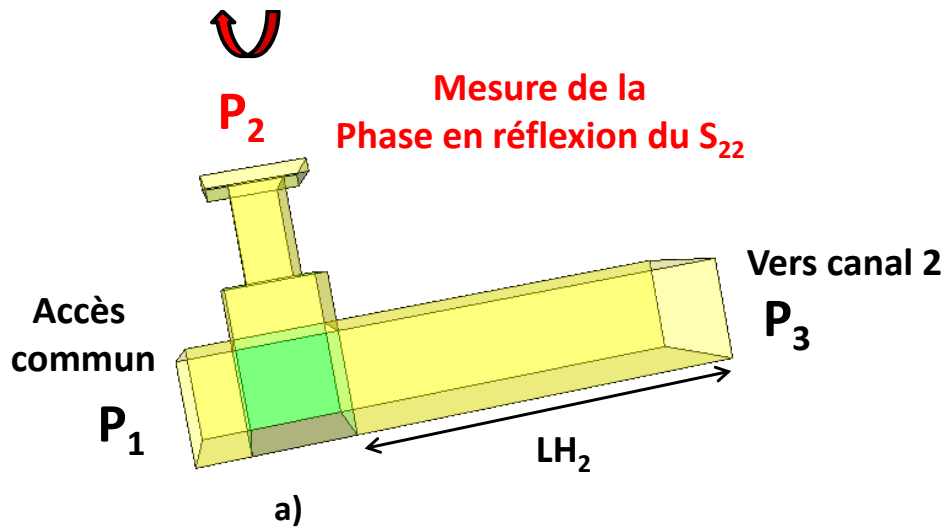


Figure II.31 : Mesure de la phase en réflexion côté filtre de canal pour l'association step+té : (a) vue 3D, schéma de principe, (b) phase du paramètre S_{22} de l'association step+té

En fonction des dimensions de la discontinuité, nous pouvons obtenir des conditions très différentes à l'interface. Les figures II.32_a) et b) représentent respectivement des sauts de phase positifs et négatifs. Les dimensions des discontinuités correspondantes sont données dans le tableau II.2.

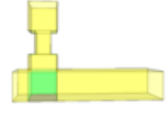

	<u>B_step</u> (mm)	<u>L_step</u> (mm)	<u>L1</u> (mm)	<u>L2</u> (mm)	<u>L_totale</u> (mm)	<u>Vue 3D</u>
<u>Step 1</u>	5.16	7.8	5.69	9.6	23.09	
<u>Step 2</u>	4.95	9.1	5.4	1.2	15.7	

Tableau II.2 : Paramètres des deux discontinuités conçues (dimensions définies sur la figure II.26)

Pour comparaison, la longueur du guide de calage vertical (LV3) était de 19.4 mm. Nous remarquons pour la première discontinuité (step1 donnant un saut de phase positif) que les dimensions sont supérieures à la longueur de guide uniforme. Pour la deuxième discontinuité (step2, saut négatif), cette longueur est inférieure à la longueur de référence.

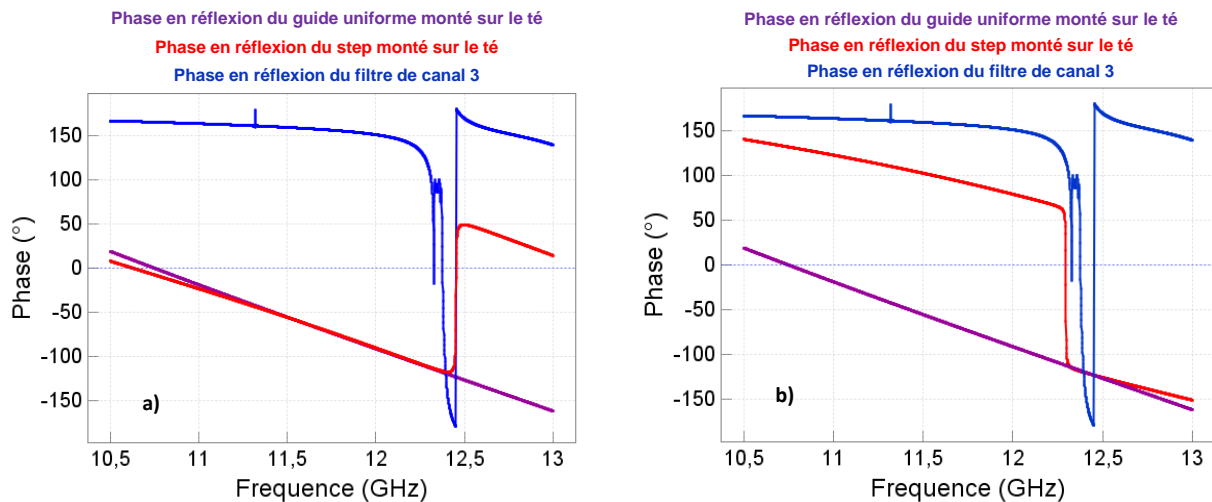


Figure II.32 : Mesure de la phase en réflexion pour les différentes parties (a) step1, (b) step2

Les deux figures précédentes nous permettent de comparer les différentes phases que l'on a mesurées à l'interface entre le filtre de canal 3 et le té. Nous montrons les deux exemples de discontinuités que nous avons dimensionnées.

- La courbe en bleu présente la phase du coefficient de réflexion pour le filtre de canal à l'interface avec le té.

- La courbe en violet présente la phase du coefficient de réflexion pour le té associé au guide uniforme (LV3).
- La courbe en rouge présente la phase du coefficient de réflexion pour le té associé à la discontinuité.

Afin d'appréhender le fonctionnement de cette discontinuité, nous avons effectué une étude paramétrique, en faisant varier chaque paramètre de +/- 20 %. Un exemple d'étude paramétrique pour la discontinuité step2 est présenté en annexe 4.

IV.2.2. Intégration de la discontinuité dans l'OMUX

Nous décidons donc d'intégrer les discontinuités réalisant des sauts de phase dans l'OMUX. En premier lieu, nous avons identifié la position des pics manifold en appliquant la méthode définie précédemment (III.2.3). Nous isolons donc le canal 3 et nous observons le module du coefficient de transmission de part et d'autre du té.

Nous présentons la mesure des coefficients de transmission aux bornes du té pour les discontinuités step1 et step2, et nous les comparons aux coefficients de transmission relevés pour le guide uniforme (LV3). Ces courbes ainsi que les vue 3D des discontinuités associées au canal 3 sont présentées sur la figure II.33.

- Sur la courbe de la figure II.33_a), nous voyons l'effet sur les pics manifold de l'intégration du step 1 (saut positif). Nous voyons clairement un décalage des deux pics créés par le canal 3. Cependant, ce décalage s'effectue vers les basses fréquences. Les deux pics rentrent donc un peu plus dans la bande de fonctionnement de l'OMUX.
- Sur la courbe de la figure II.33_b), nous voyons l'effet sur les pics manifold de l'intégration du step 2 (saut négatif). Dans ce cas, nous observons un décalage des pics vers les hautes fréquences. Le pic qui est à 12.82 GHz avec le guide uniforme sort même de la bande de fonctionnement de l'OMUX. En ce qui concerne le pic initialement à 12.3 GHz, il vient se coller à l'image des zéros de transmission présente en dessous de la bande utile du canal 3.

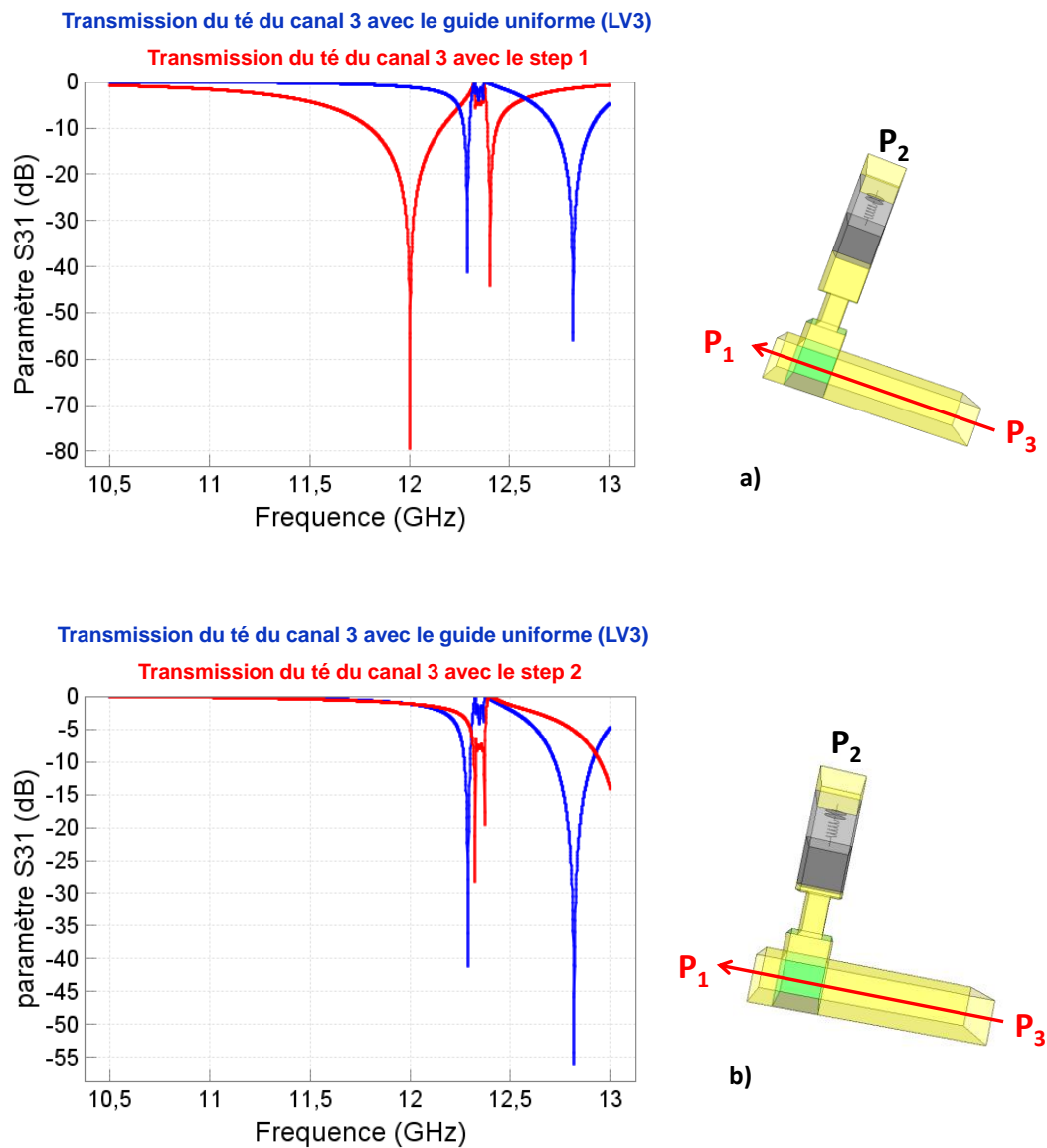
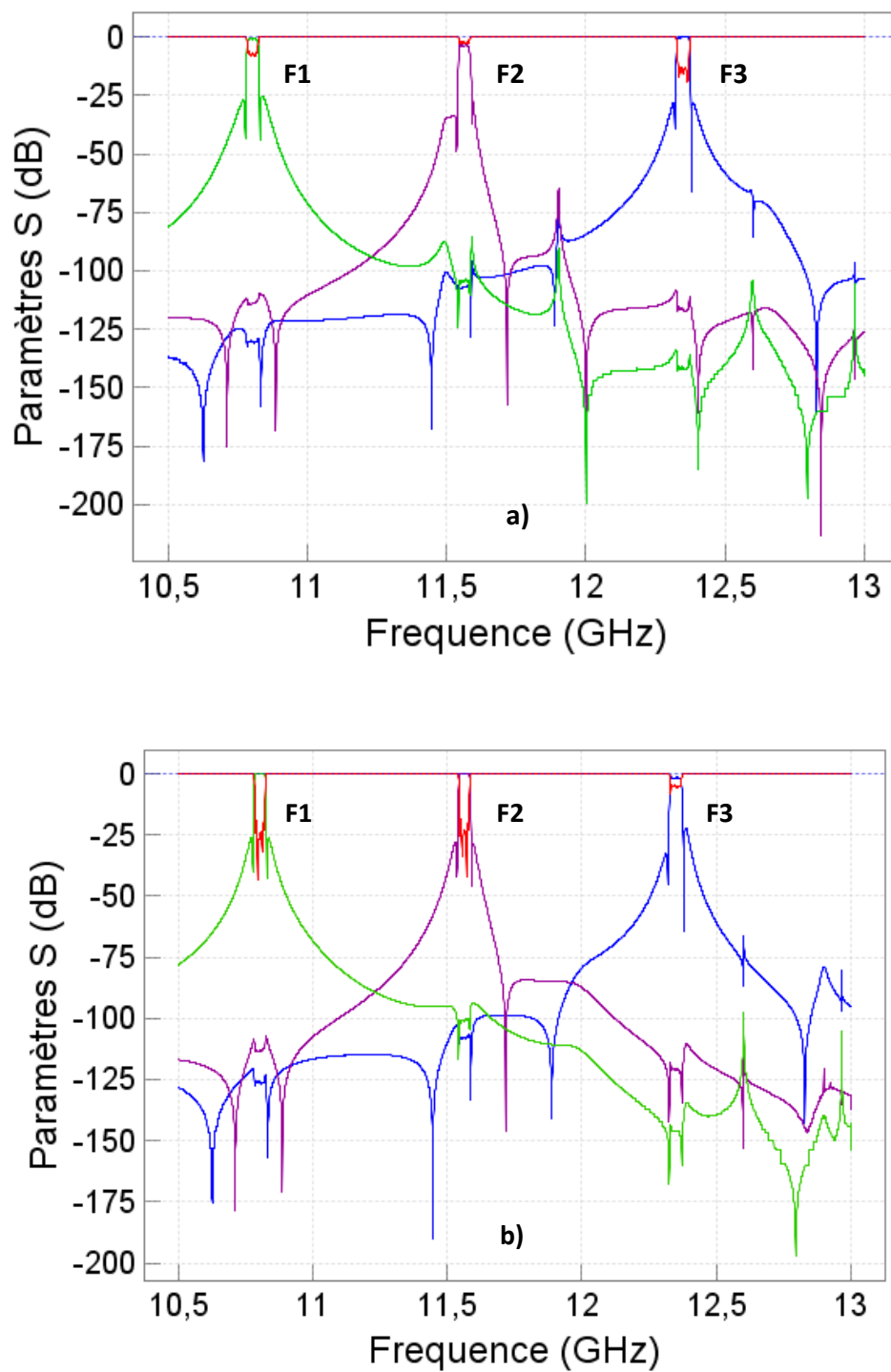


Figure II.33 : Détection des pics manifold créés par la charge amont pour l'intégration des discontinuités et comparaison avec le guide uniforme (LV3) (a) step1, (b) step2

Nous pouvons à présent regarder le comportement de l'OMUX complet lorsque les deux discontinuités sont intégrées. La figure II.34 montre la réponse de l'OMUX pour chaque discontinuité.



*Figure II.34 : Réponse de l'OMUX complet suite à l'intégration des discontinuités
(a) step1, (b) step2*

- Sur la réponse de l'OMUX intégrant la discontinuité step1, nous pouvons voir clairement le décalage des deux pics manifold vers le canal 2. Et de ce fait, on observe une dégradation non négligeable de l'adaptation du canal 2.
- Sur la réponse de l'OMUX intégrant la discontinuité step2, nous avons une réponse beaucoup moins désadaptée que pour step1. En effet, comme nous l'avons observé précédemment, nous éloignons les pics manifold des 3 canaux. Sur cette réponse, nous avons juste une dégradation de l'adaptation du canal 3 due à l'intégration de la discontinuité.

Il faut donc noter que les réponses de l'OMUX complet intégrant chaque discontinuité sont obtenues sans réoptimisation car nous voulions simplement observer l'effet produit sur les pics par l'intégration de notre élément.

Nous obtenons donc un déplacement des pics manifold mais le comportement de l'OMUX est relativement dégradé par l'insertion de cette discontinuité. En effet, l'introduction de la discontinuité modifie les conditions de phase et plus généralement l'impédance vue à l'interface du filtre de canal 3 (cf annexe 4), ce qui impacte l'adaptation dans chaque canal de l'OMUX et implique donc une phase de réglage supplémentaire.

Notre objectif est donc de modifier les conditions de phase tout en conservant au mieux les conditions d'adaptation lors de l'introduction de cette discontinuité. Il nous faut donc penser à une façon d'optimiser la discontinuité afin d'impacter au minimum le réglage des autres canaux.

IV.2.3. Optimisation de la discontinuité intégrée à l'OMUX

L'idée consiste à créer une fonction d'optimisation de notre élément pour :

- Déplacer les pics manifold : en maximisant le module de la transmission aux bornes du té du sous-circuit (S31), les pics générés par le canal 3 sont déplacés hors du domaine d'optimisation.
- Ne pas modifier le réglage des autres canaux de l'OMUX : en conservant la même transmission (S31) dans chaque bande passante, on maintient l'impédance vue par chaque canal dans sa bande de fonctionnement.

La fonction d'optimisation est implantée sous le logiciel Matlab en utilisant la fonction *fmincon*. Les paramètres d'optimisation sont les dimensions de la discontinuité : $L1$, L_step , $L2$ et B_step . Les filtres et le manifold sont intégrés sous la forme de fichiers de points (format Touchstone) et la discontinuité est décrite analytiquement d'après le modèle de Marcuvitz [51].

Dans un premier temps, nous allons observer l'effet produit par cette optimisation sur la position fréquentielle des pics manifold. Nous pouvons tester ce programme en initialisant l'optimisation avec nos deux exemples de discontinuités *step1* et *step2* car nous avons un déplacement des pics vers les basses fréquences pour *step1* et vers les hautes fréquences pour *step2*. La figure II.35 montre le module du coefficient de transmission de part et d'autre du té pour le canal 3 de référence (guide uniforme LV3), avant et après l'optimisation et ce pour chaque discontinuité.

Nous avons effectué nos simulations dans la bande [10.5-13.5GHz] afin de voir comment évoluent les pics manifold. Nous avons donc le coefficient de transmission aux bornes du té pour :

- En bleu, le canal 3 de référence (longueur de guide LV3)
- En rouge, le canal 3 avec la discontinuité initiale
- En noir, le canal 3 après l'optimisation de la discontinuité

La référence fait apparaître deux pics dans la bande de l'OMUX (jusqu'à 13GHz).

L'insertion de la discontinuité *step1* a provoqué un décalage des pics mais vers les basses fréquences ce qui n'est pas intéressant pour nous. En effet, les pics se décalent vers les canaux 1 et 2 et risquent de désadapter ces deux canaux. L'optimiseur dans ce cas nous permet de décaler les pics vers les hautes fréquences et de diminuer leur impact.

L'insertion de la discontinuité *step2* donnait déjà des résultats satisfaisants vu que nous sortions le pic initialement à 12.82GHz de la bande. L'optimiseur dans ce cas nous permet de décaler un peu plus ce pic mais aussi de diminuer la largeur des pics manifold. En effet, cette donnée est très importante du fait que moins les pics manifold seront large, moins il y aura de conséquences en terme de désadaptation des canaux qui sont proches.

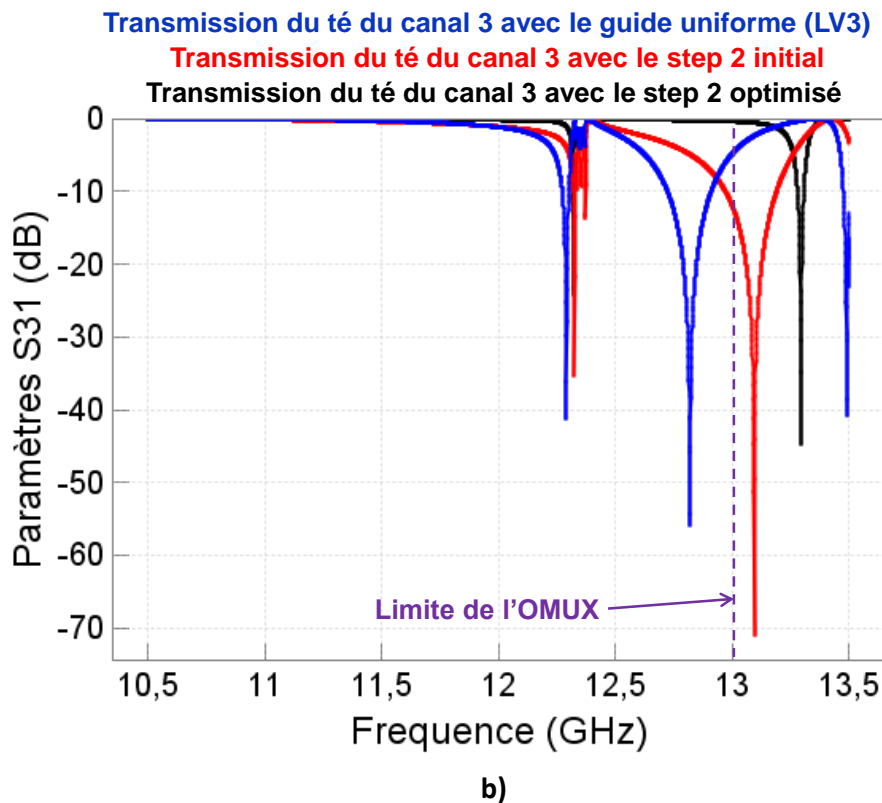
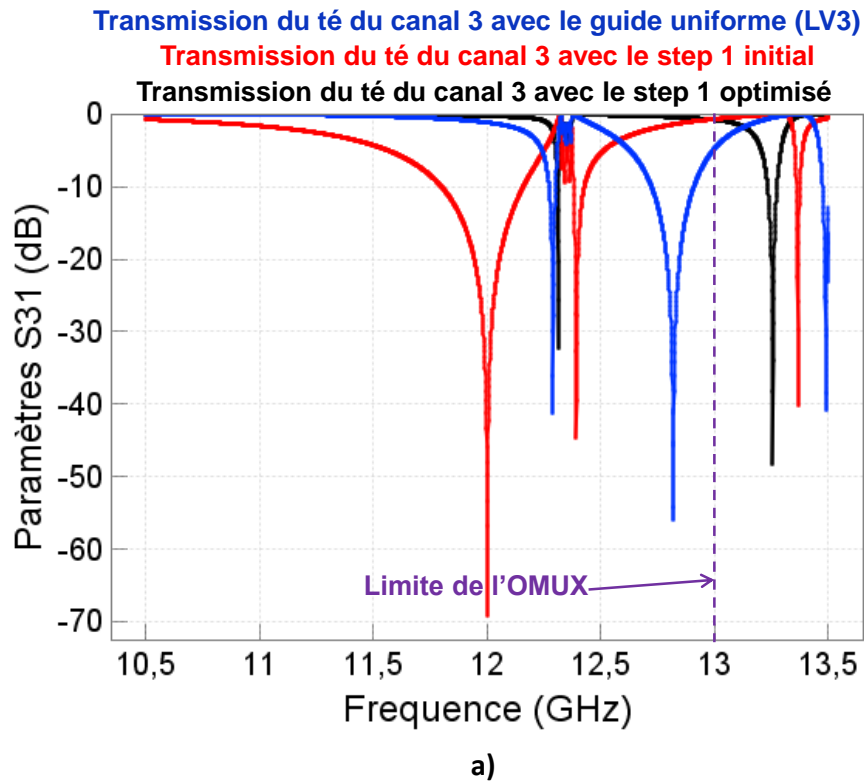


Figure II.35 : Comparaison du paramètre de transmission (S_{31}) pour le canal 3 de référence intégrant le guide uniforme LV3 (bleu) ; le canal 3 intégrant le step initial (rouge) et celui intégrant le step optimisé (noir) (a) step1, (b) step2

Essayons maintenant de comprendre un peu plus les transformations que subissent les discontinuités optimisées. Tout d'abord, au niveau des dimensions, nous pouvons remarquer une très nette diminution des dimensions $L1$, L_{step} et $L2$, nous avons donc une miniaturisation de notre élément. La dimension B_{step} quant à elle reste à peu près la même. Notre discontinuité joue donc maintenant un rôle d'iris entre le té et le filtre de canal 3. Ces dimensions comparées aux dimensions initiales ainsi qu'une comparaison des vue 3D se trouvent sur le tableau II.3.

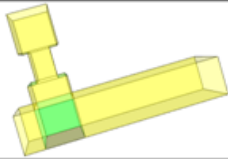
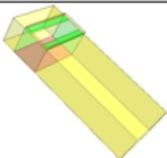
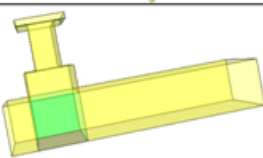
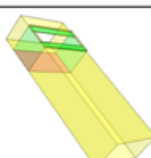
	B_{step} (mm)	L_{step} (mm)	$L1$ (mm)	$L2$ (mm)	L_{totale} (mm)	Vue 3D
Step 1 initial	5.16	7.8	5.69	9.6	23.09	
Step 1 optimisé	4.94	0	0	0.95	0.95	
Step 2 initial	4.95	9.1	5.4	1.2	15.7	
Step 2 optimisé	4.68	0.15	0	0.48	0.63	

Tableau II.3 : Comparaison entre les discontinuités avant et après optimisation

Nous décidons ensuite de vérifier les transformations que peut subir la phase en réflexion de l'ensemble discontinuité optimisée + té à l'interface entre le té et le filtre de canal 3 (figure II.36).

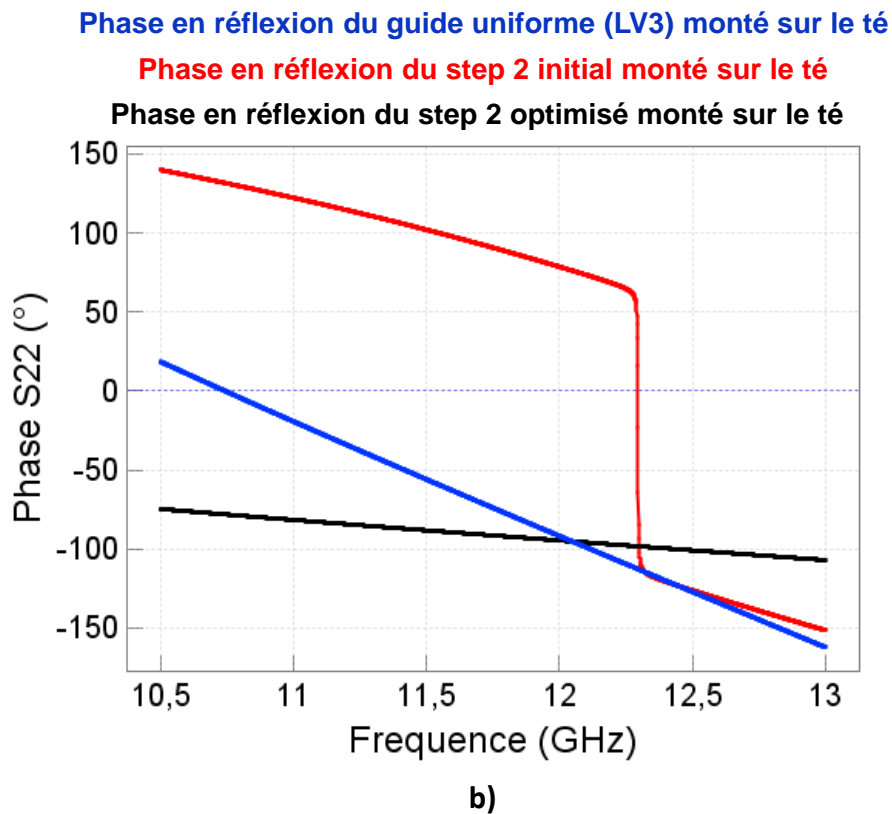
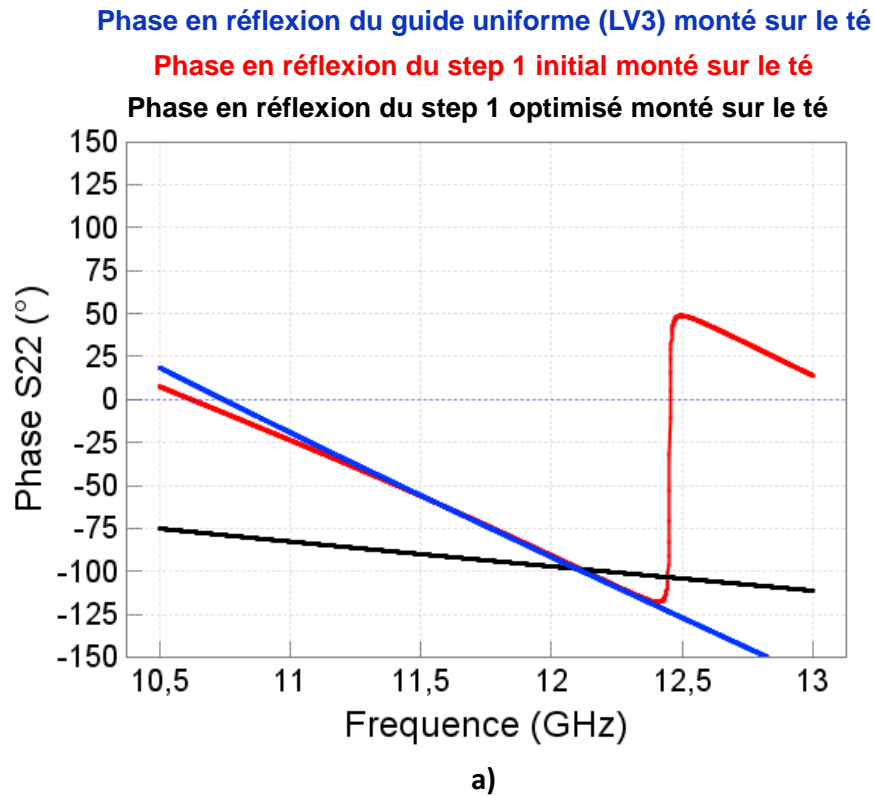


Figure II.36 : Comparaison des phases en réflexion à l'interface entre le té et le filtre de canal 3 pour le step avant (rouge) et après optimisation (noir) et pour le guide uniforme (LV3) (bleu) (a) step1, (b) step2

Les deux principaux constats que nous pouvons faire sont tout d’abord que le saut de phase disparaît en cours d’optimisation. Ensuite, nous obtenons une courbe de phase avec une pente très faible. La variation en phase pour la discontinuité optimisée est plus plate, ce qui est logique avec une longueur de guide raccourcie. Cette variation de phase plus lente explique aussi la plus grande distance entre pics manifold, conformément à ce que nous avons démontré plus tôt (III.2.1).

Nous allons terminer cette étude par la réponse de l’OMUX totale avec l’insertion des discontinuités optimisées. Sur la figure II.37, nous montrons tout d’abord la vue 3D de l’OMUX hybride avec l’insertion de la discontinuité optimisée. Ensuite, nous présentons pour chaque discontinuité optimisée la réponse de l’OMUX référence puis la réponse de l’OMUX avec l’insertion de la discontinuité optimisée, de façon à bien remarquer la différence. Pour la discontinuité step1 en figure II.38 et II.39 et pour la discontinuité step2 en figure II.40 et II.41.

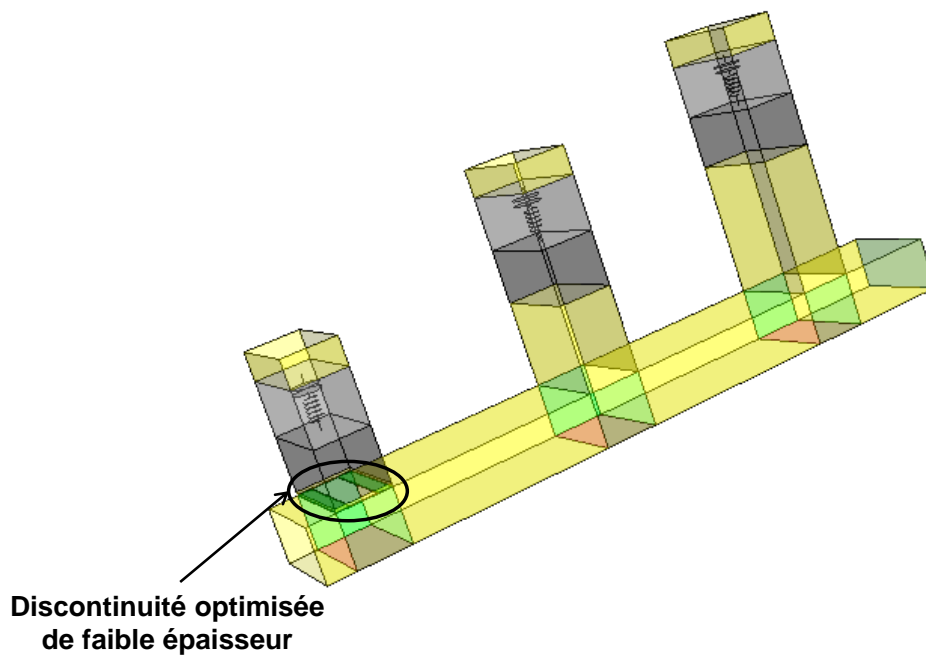


Figure II.37 : Vue 3D de l’OMUX hybride avec l’insertion du step optimisé

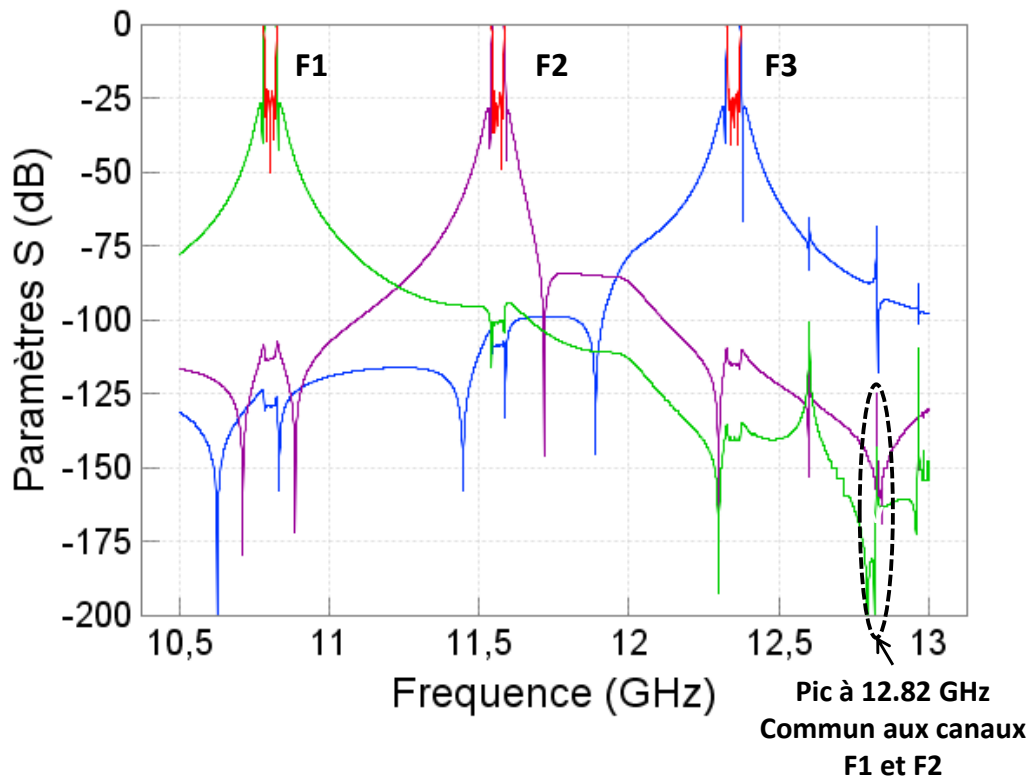


Figure II.38 : Réponse de l'OMUX référence

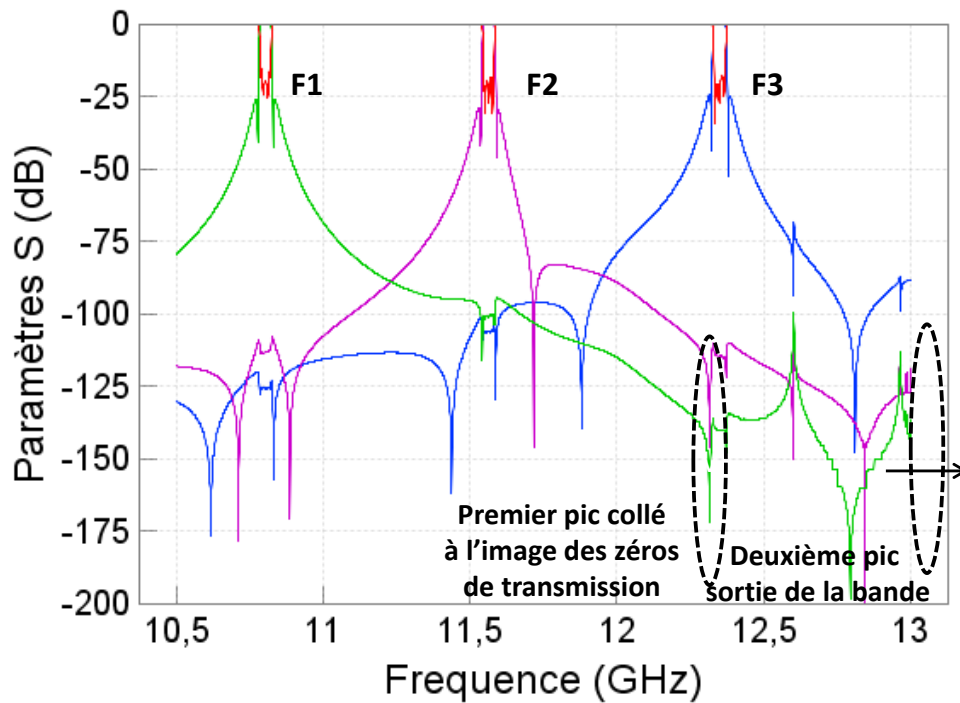


Figure II.39 : Réponse de l'OMUX avec la discontinuité step1 optimisée

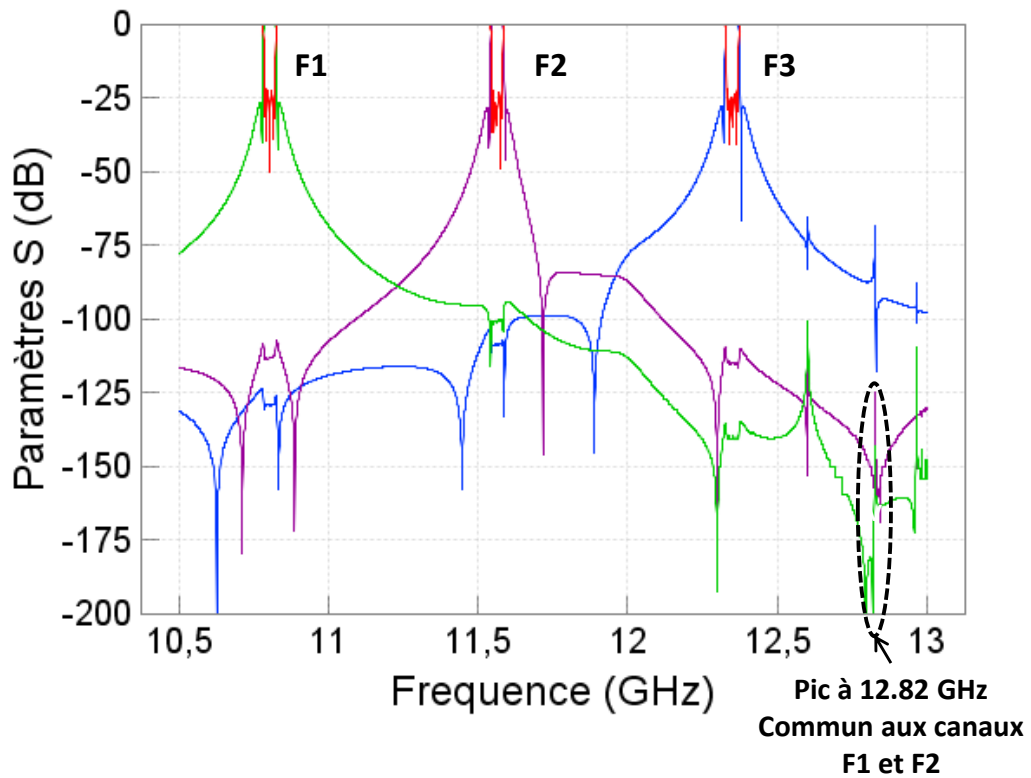


Figure II.40 : Réponse de l'OMUX référence

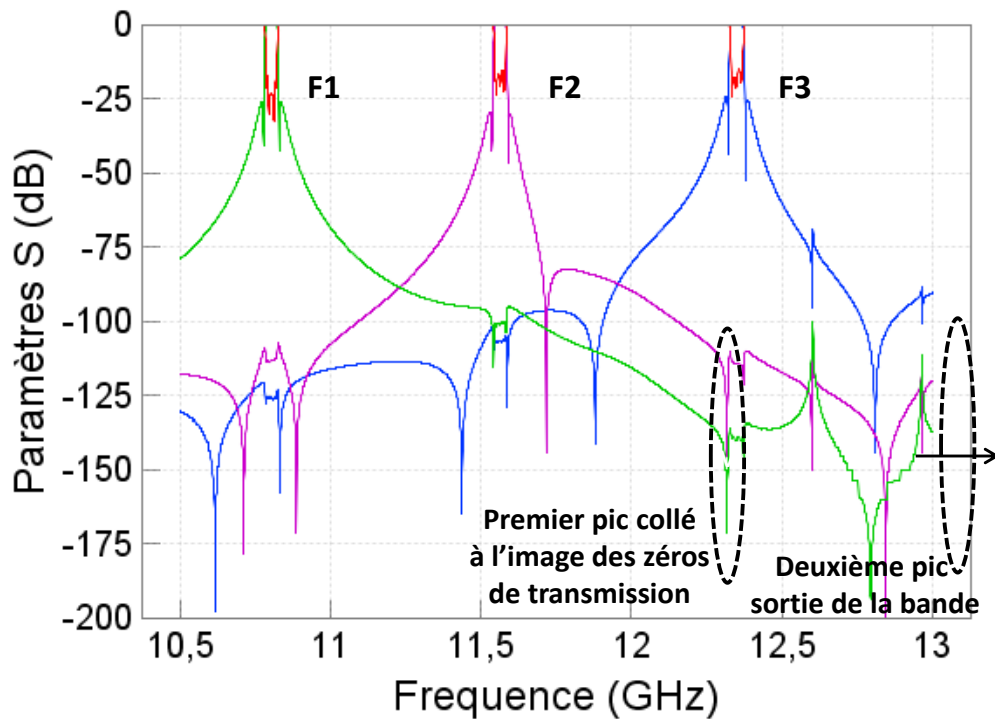


Figure II.41 : Réponse de l'OMUX avec la discontinuité step2 optimisée

Nous remarquons sur les figures II.39 et II.41 que nous retrouvons la réponse de l'OMUX référence. En effet, nous avons un OMUX correctement adapté, surtout au niveau des fréquences basses et intermédiaires (canaux 1 et 2). La fonction d'optimisation s'avère efficace car nous décalons les pics manifold, surtout celui qui était initialement à 12.82 GHz, que nous sortons de la bande. En effet, nous n'avons plus à cette fréquence de pic commun aux deux canaux F1 et F2. Nous rapprochons légèrement le pic initialement à 12.3 GHz des hautes fréquences en le collant à l'image des zéros de transmission. Enfin, Nous conservons également les conditions d'adaptation des canaux sans pour autant ramener de pics manifold.

IV.3. Etude de la discontinuité pour le contrôle des pics manifold créés par la charge arrière

En complément de l'étude précédente, nous avons décidé d'utiliser cette discontinuité afin de contrôler les pics manifold créés par la charge arrière. Le principe est exactement le même que pour les pics de charge amont sauf que dans ce cas, nous remplaçons le guide de calage horizontal par la discontinuité comme le montre la figure II.42.

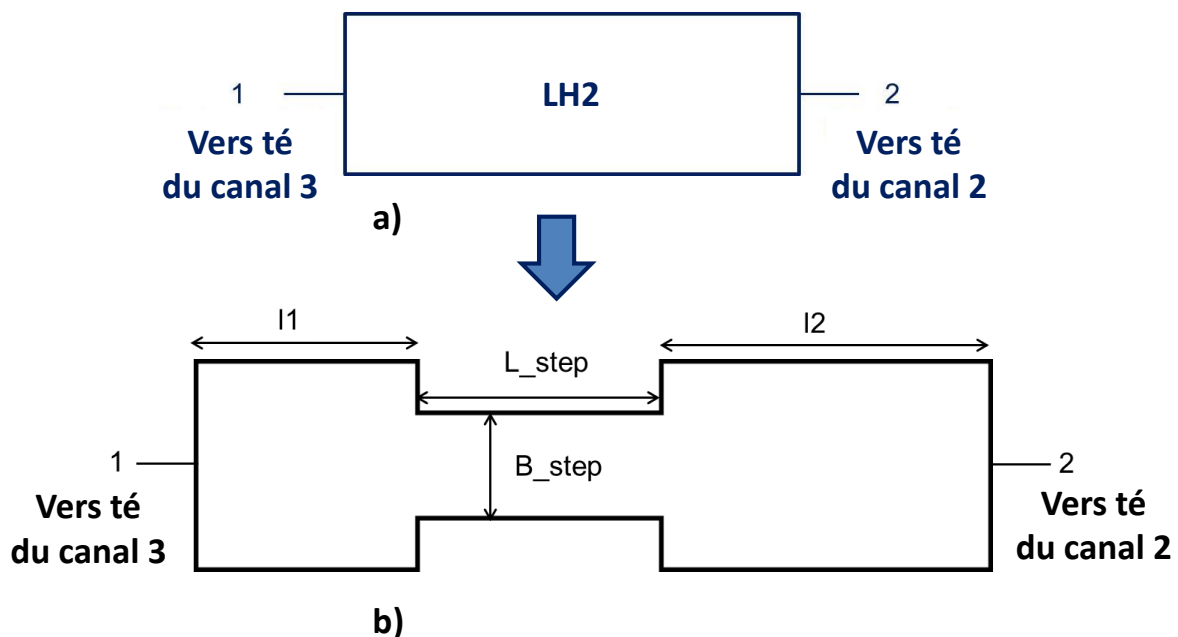


Figure II.42 : (a) Guide de calage horizontal, (b) discontinuité en éléments distribués

Nous donnons comme exemple la longueur de calage horizontale $LH2$ (entre le canal 2 et le canal 3). Le fait de remplacer la longueur $LH2$ par la discontinuité va nous permettre de jouer sur la position des pics du canal 3 créés par la charge arrière.

La figure II.20_b) nous montrait la présence de nombreux pics manifold sur la transmission aux bornes du té du canal 3. Il est difficile de gérer tous les pics manifold sur la donc dans cet exemple, nous avons choisi de déplacer le pic manifold le plus haut en fréquence qui est assez proche de la bande de fonctionnement du canal 3.

La méthode diffère peu de celle présentée pour les pics créés par la charge amont. Dans l'exemple ci-dessous, nous rentrons dans l'optimiseur une longueur de guide uniforme correspondant à la longueur $LH2$ de référence qui est de 35.978 mm. Nous obtenons après optimisation une discontinuité dont les dimensions sont présentées dans le tableau II.4.

Nous représentons sur la figure II.43 la position des pics manifold du canal 3 avec le guide uniforme $LH2$ et avec l'insertion de la discontinuité optimisée. Nous remarquons que le pic qui était présent à 12.84 GHz est sorti de la bande de l'OMUX.

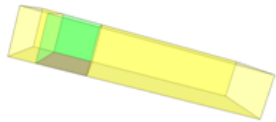
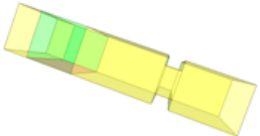
	B_step (mm)	L_step (mm)	L1 (mm)	L2 (mm)	L_totale (mm)	Vue 3D
Guide uniforme LH2	9.52	0	0	35.98	35.98	
Step optimisé	5.475	3.25	12.73	16.22	32.2	

Tableau II.4 : Dimensions du step optimisé

Nous avons donc remplacé dans notre schématique d'OMUX le guide uniforme $LH2$ par la discontinuité avec les dimensions données par l'optimiseur. Nous présentons sur la figure II.44 une vue 3D de l'OMUX intégrant la discontinuité. La figure 45 présente la réponse de l'OMUX de référence et la figure II.46, celle de l'OMUX modifié.

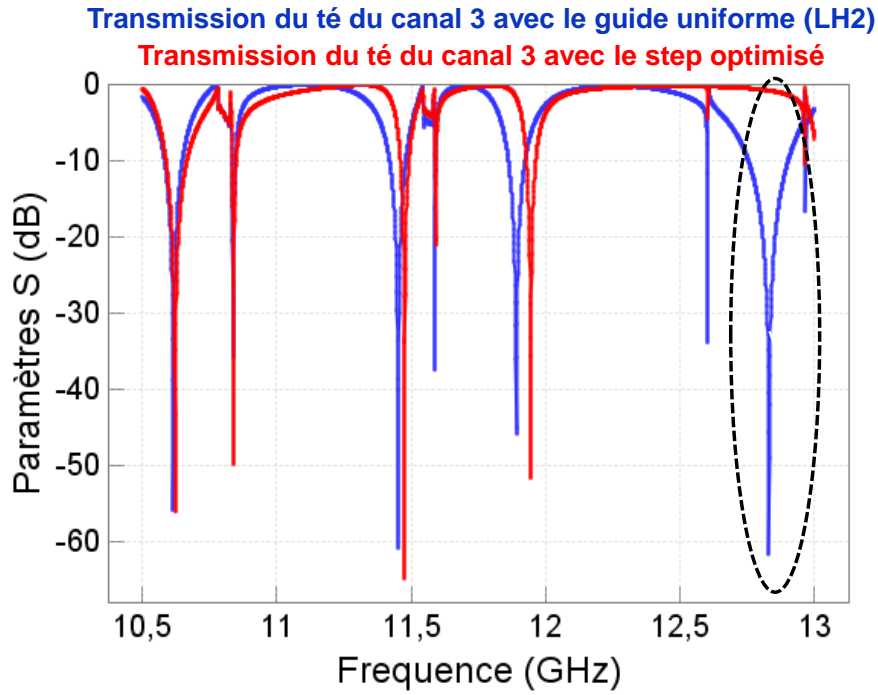


Figure II.43 : Comparaison du paramètre de transmission (S_{41}) pour le canal 3 de référence intégrant le guide uniforme LH2 (bleu) et le canal 3 intégrant le step optimisé (rouge)

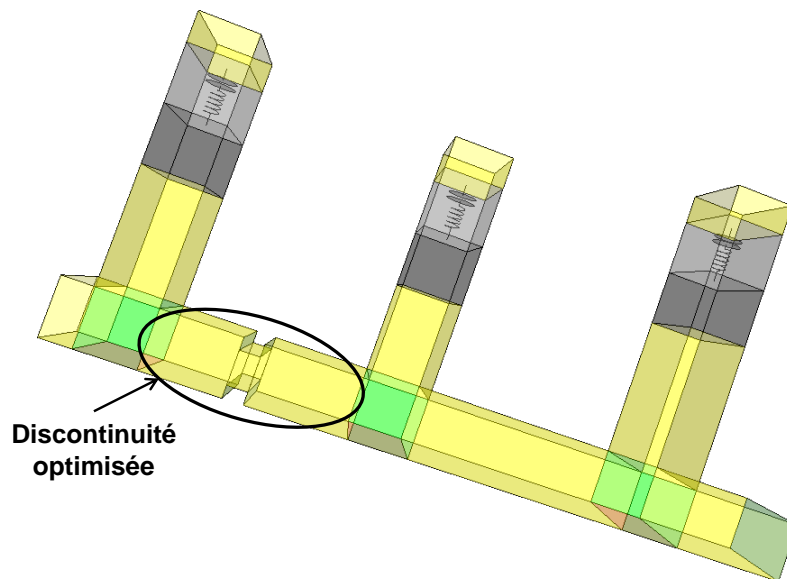


Figure II.44 : Vue 3D de l'OMUX hybride avec l'insertion du step optimisé

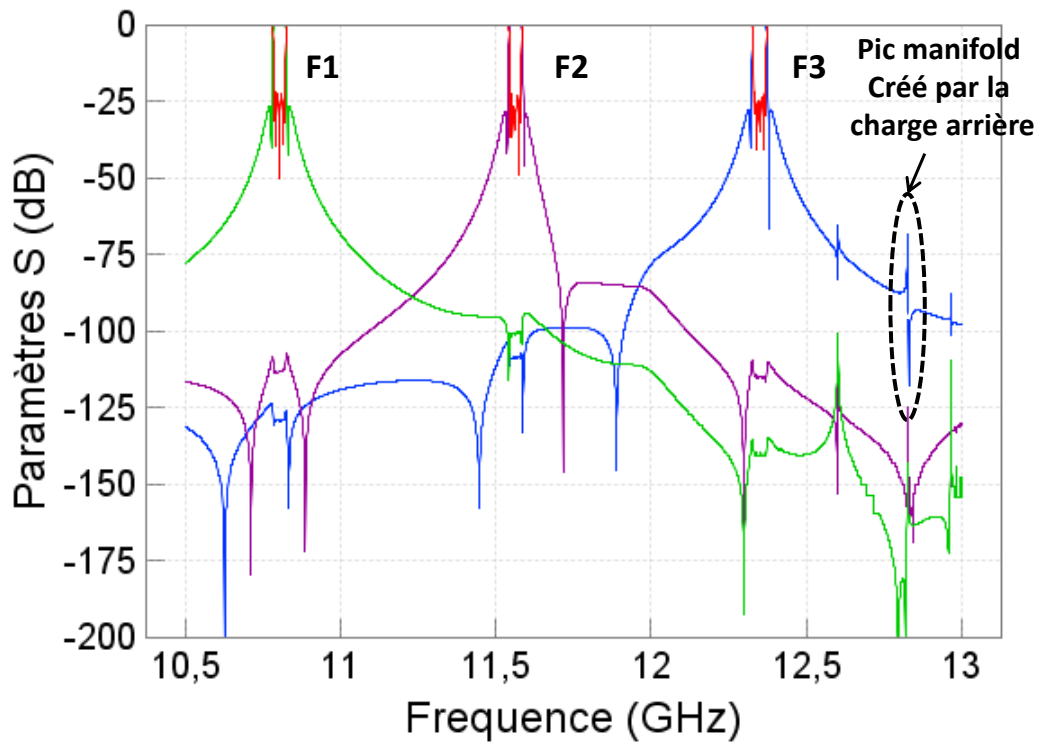


Figure II.45 : Réponse de l'OMUX référence

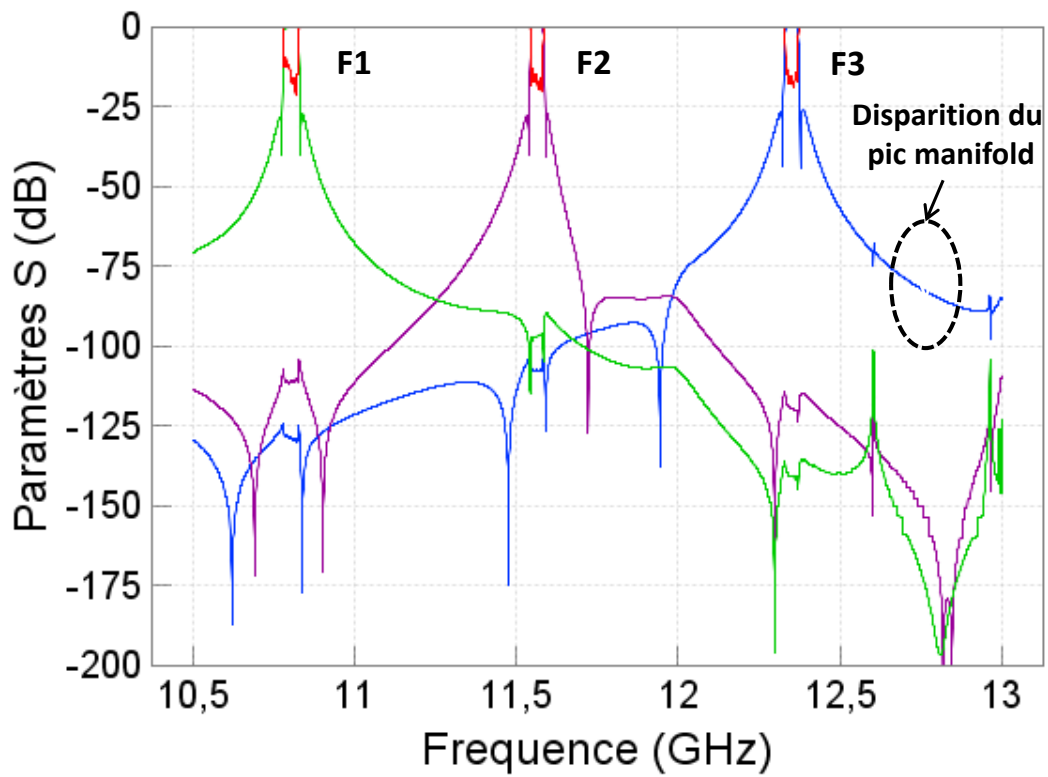


Figure II.46 : Réponse de l'OMUX avec le step optimisé

Ce court exemple montre que le principe d'utilisation de la discontinuité est applicable pour gérer un pic manifold créé par la charge arrière. Cet élément peut s'avérer extrêmement utile lorsque le concepteur doit déplacer un pic manifold proche d'un canal. L'optimisation de notre élément nous permet là aussi de conserver l'adaptation des canaux de l'OMUX.

V- Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un nouvel élément pour la conception des multiplexeurs de sortie sur manifold. Cet élément permet de contrôler les effets indésirables produits par les pics manifold créés par la charge amont mais aussi par la charge arrière. L'élément est une discontinuité conçue à base de guides rectangulaires remplaçant une guide de calage de section uniforme.

Pour développer cet élément, nous avons décomposé notre travail en plusieurs étapes.

Dans un premier temps, nous avons effectué le réglage d'un OMUX 3 canaux en bande Ku. Cette phase de réglage nous a permis d'identifier tous les phénomènes parasites qui pouvaient apparaître sur la réponse de l'OMUX. Afin de sélectionner les phénomènes que nous voulions étudier, à savoir les pics manifold; nous avons mis en place un modèle d'OMUX hybride où nous avons remplacé les filtres de canal par des modèles en éléments localisés afin d'obtenir un modèle d'OMUX plus simple à manipuler et compatible avec une procédure d'optimisation. Nous avons gardé un modèle électromagnétique pour la simulation du manifold afin de prendre correctement en compte les pics manifold créés par recombinaison d'ondes.

Dans un second temps, nous avons pu travailler à l'identification de ces pics manifold par des méthodes de segmentation de notre structure globale. Cela nous a permis d'avoir une bonne compréhension de l'origine de ces pics. Nous avons décidé de nous concentrer sur l'étude des pics manifold créés par la charge amont car ces pics ont la particularité d'être présents sur les transmissions de tous les canaux présents entre le canal à l'origine de ces pics et le court-circuit.

Enfin, l'étude des conditions de phase entre le té et le filtre de canal nous a permis de mettre en place une solution idéale consistant à modifier la phase du té vu du filtre. Cette solution nous a amené à envisager la création d'un élément pour remplacer le guide de calage uniforme vertical du canal 3 (*LV3*). L'élément proposé est une double discontinuité en guides d'onde qui permet de créer une non-linéarité de phase avec une pente positive ou négative. Cet élément a été étudié sous le logiciel MWW [50]. Afin de ne pas trop perturber le réglage

initial de l'OMUX en dimensionnant cette discontinuité, nous avons proposé une fonction d'optimisation prenant en compte l'impédance vue par les autres canaux.

Les résultats présentés montrent que nous pouvons dimensionner et optimiser cet élément pour déplacer les pics manifold créés par la charge amont sans désadapter les autres canaux de l'OMUX.

Nous avons terminé cette étude en appliquant la discontinuité au contrôle des pics manifold créés par la charge arrière. Nous avons pu constater des résultats satisfaisants dans ce cas de figure. Cette étude offre de nombreuses perspectives sur l'utilisation de notre élément dans des cas critiques de conception.

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
OPTIMISATION DE DISPOSITIFS DE
FILTRAGE COMPACTS***

I- Introduction

Les dispositifs de multiplexage classiquement utilisés dans la charge utile d'un satellite de télécommunications ont été présentés dans le premier chapitre. Ces dispositifs, en plus d'être généralement encombrants, présentent plusieurs autres inconvénients. Nous avons pu l'observer dans le deuxième chapitre de ce rapport où nous avons étudié un cas test d'OMUX 3 canaux en bande Ku monté sur manifold. Nous avons mis en relief les phénomènes parasites introduits par le manifold. Ce type de multiplexage est le plus utilisé à l'heure actuelle dans les charges utiles de satellites de télécommunication. Seulement, cette architecture demande une optimisation délicate des éléments de connexion, surtout lorsque le nombre de canaux devient important.

Afin d'améliorer l'intégration de ces dispositifs dans la charge utile et diminuer de façon conséquente l'encombrement, les multiplexeurs compacts ont été introduits [29]-[32], [52]. Ces dispositifs sont formés exclusivement de résonateurs couplés, ce qui permet d'éliminer tous les éléments de connexion (manifold, guides d'onde et jonctions). En supprimant ces réseaux de guides d'ondes qui représentent une part importante de la masse et de l'encombrement, l'objectif est donc d'intégrer plus fortement ces dispositifs et de simplifier leur architecture. Nous obtenons donc un circuit beaucoup plus compact dont nous présentons le principe sur la figure III.1.

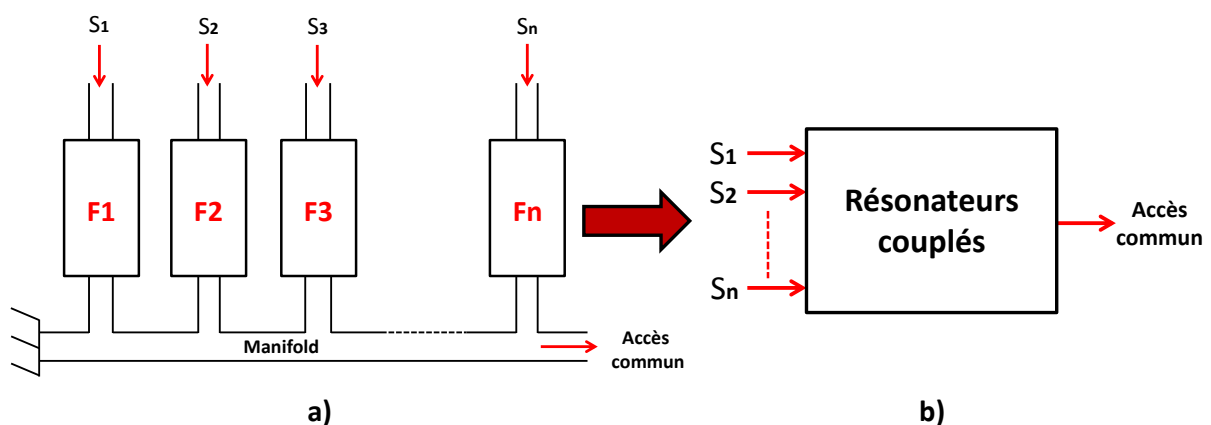


Figure III.1 : Concept des multiplexeurs compacts, (a) multiplexeur sur manifold, (b) multiplexeur compact

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 et la conception d'un multiplexeur compact implémenté en cavités bimodes pour augmenter sa compacité. Puis nous présenterons une généralisation du concept par la synthèse et la conception d'un dispositif de routage compact en cavités bimodes.

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

II- État de l'art des multiplexeurs compacts

Un multiplexeur compact désigne donc un dispositif formé uniquement de résonateurs couplés. Le concept étend celui des filtres qui connecte classiquement deux accès, un d'entrée et un de sortie, directement aux résonateurs du réseau. Dans ce cas, le nombre d'accès est supérieur à deux, avec N voies en entrée et une voie en sortie (N voies vers 1) ou inversement 1 voie vers N pour un démultiplexeur.

Dans cette partie, nous proposons une revue de certains multiplexeurs compacts réalisés dans la littérature, ainsi que de leurs méthodes de synthèse. On distingue ces méthodes en deux catégories : la synthèse des fonctions caractéristiques (polynomiales) du multiplexeur ou l'optimisation du circuit électrique équivalent représenté par une matrice de couplage.

II.1. Méthode de synthèse basée sur le calcul des fonctions caractéristiques du multiplexeur [28-29]

II.1.1. Principe

Cette méthode consiste à calculer les fonctions polynomiales caractéristiques du multiplexeur en incluant 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. Cette technique a été appliquée pour calculer les polynômes du diplexeur présenté sur la figure III.2 [31-32].

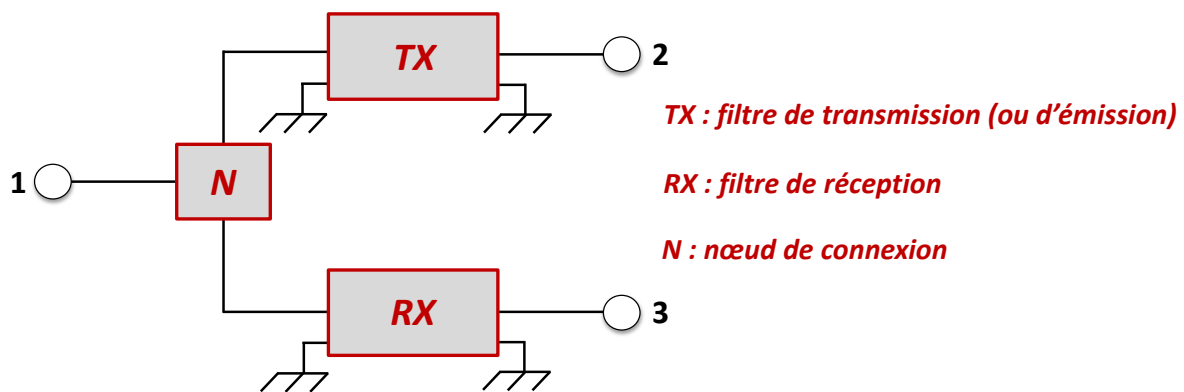


Figure III.2 : Schéma de principe d'un diplexeur

N représente la jonction 3 ports utilisée pour connecter les filtres entre eux. L'utilisation de cette jonction dépend des contraintes mécaniques, de la technologie des

filtres, ou encore des spécifications électriques. Les circuits équivalents utilisés classiquement pour modéliser ce genre de transitions peuvent être trouvés dans [51]. Par exemple, le circuit équivalent d'une jonction en té en guide d'onde rectangulaire plan H est donné sur la figure III.3.

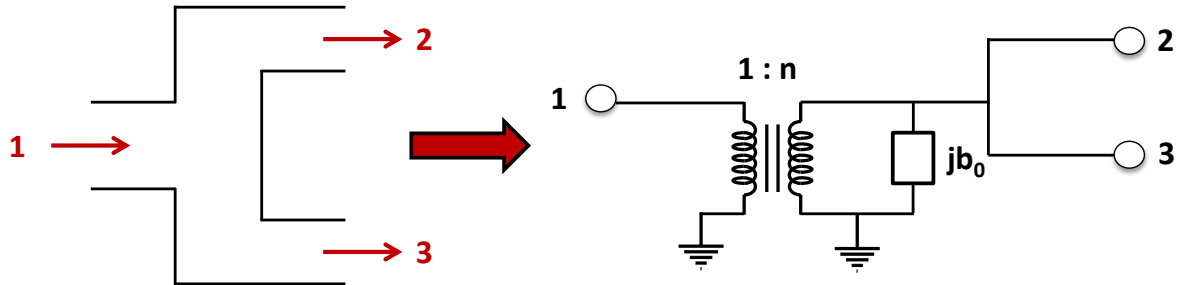


Figure III.3 : Circuit équivalent d'une jonction en Té en guides d'onde rectangulaires plan H

Le rapport de transformation n , ainsi que la susceptance b_0 sont exprimés en fonction des dimensions des guides d'onde [51]. Il faut d'abord calculer les polynômes de chaque filtre avant de calculer ceux du diplexeur.

II.1.1.1. Calcul des polynômes de chaque filtre

On calcule donc en premier lieu les polynômes caractéristiques des filtres TX et RX séparément. Ces polynômes peuvent être écrits sous la forme rationnelle présentée dans les équations III.1. On note qu'en négligeant les pertes, les paramètres S_{11} et S_{21} définissent parfaitement chaque filtre.

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

$$S_{11}^{RX} = \frac{F_{RX}(s)}{E_{RX}(s)} \quad S_{21}^{RX} = \frac{P_{RX}(s)}{E_{RX}(s)} = p_{0RX} \cdot \frac{P_{RXn}(s)}{E_{RX}(s)} \quad (III.1)$$

- Les polynômes F_{TX} et E_{TX} sont de degré np_{TX} (ordre du filtre TX)
- 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 (polynôme unitaire).

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.

Afin d'initialiser les réponses de chaque canal à une fonction pseudo-elliptique respectant le cahier des charges, on calcule les coefficients complexes de tous ces polynômes.

II.1.1.2. 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 :

$$S_{11} = \frac{n_0 \cdot N(s)}{D(s)} \quad S_{21} = \frac{p_{0t} \cdot P_t(s)}{D(s)} \quad S_{31} = \frac{p_{0r} \cdot P_r(s)}{D(s)} \quad (III. 2)$$

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.4), on peut exprimer l'admittance d'entrée comme suit :

$$y_{in} = n^2 \cdot (jb_0 + y_{in}^{TX} + y_{in}^{RX}) \quad (III. 3)$$

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

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

jb_0 représente l'admittance de la jonction et n sont rapport de transformation

Les 3 admittances sont en parallèle comme le montre la figure III.4.

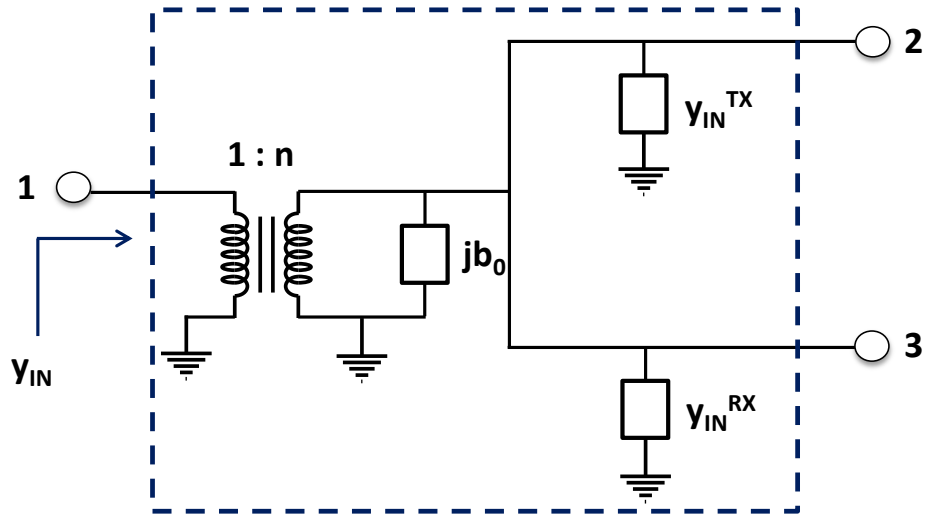


Figure III.4 : Circuit équivalent du diplexeur

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 :

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

$$y_{in}^{RX} = \frac{1 - S_{11}^{RX}}{1 + S_{11}^{RX}} = \frac{E_{RX} - F_{RX}}{E_{RX} + F_{RX}} = \frac{D_{RX}}{S_{RX}} \quad (III.4)$$

Où :

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

$$S_{RX} = \frac{E_{RX} + F_{RX}}{2} \quad D_{RX} = \frac{E_{RX} - F_{RX}}{2} \quad (III.5)$$

En remplaçant dans l'équation III.3, on obtient :

$$y_{in} = n^2 \cdot \frac{jb_0 S_{TX} S_{RX} + D_{TX} S_{RX} + D_{RX} D_{RX}}{S_{TX} S_{RX}} \quad (III.6)$$

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

$$S_{11} = \frac{1 - y_{in}}{1 + y_{in}} \quad (III.7)$$

En remplaçant l'expression de y_{in} de (III.6) dans (III.7), et en écrivant S_{11} sous la forme donnée dans l'équation (III.2), on obtient les expressions suivantes pour $N(s)$, $D(s)$, et n_0 :

$$\begin{aligned} N(s) &= \left[S_{TX}S_{RX} - n^2 \cdot \frac{D_{TX}S_{RX} + S_{TX}D_{RX}}{(1 - jn^2b_0)} \right] \\ D(s) &= \left[S_{TX}S_{RX} + n^2 \cdot \frac{D_{TX}S_{RX} + S_{TX}D_{RX}}{(1 + jn^2b_0)} \right] \\ n_0 &= \left(\frac{1 - jn^2b_0}{1 + jn^2b_0} \right) \end{aligned} \quad (III.8)$$

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.3 :

$$\begin{aligned} S_{21} &= \frac{S_{21}^{TX}(1 + y_{in}^{TX})}{\frac{1}{n} + jnb_0 + n \cdot y_{in}^{TX} + n \cdot y_{in}^{RX}} \\ S_{31} &= \frac{S_{21}^{RX}(1 + y_{in}^{RX})}{\frac{1}{n} + jnb_0 + n \cdot y_{in}^{TX} + n \cdot y_{in}^{RX}} \end{aligned} \quad (III.9)$$

En substituant (III.1) et (III.4) dans ces deux équations, et en comparant avec (III.2), on obtient les expressions suivantes pour $P_t(s)$, $P_r(s)$, p_{0t} , et p_{0r} :

$$\begin{aligned} P_t(s) &= P_{TXn} \cdot S_{RX} & p_{0t} &= p_{0TX} \left(\frac{n}{1 + jn^2b_0} \right) \\ P_r(s) &= P_{RXn} \cdot S_{TX} & p_{0r} &= p_{0RX} \left(\frac{n}{1 + jn^2b_0} \right) \end{aligned} \quad (III.10)$$

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.8) et (III.10) 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 [31].

II.1.2. Exemple de conception

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 [31]. 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.1 ci-dessous.

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

Tableau III.1 : Spécifications requises pour les filtres TX et RX [31]

Afin de réaliser ces spécifications, la topologie de couplage présentée sur la figure III.5 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).

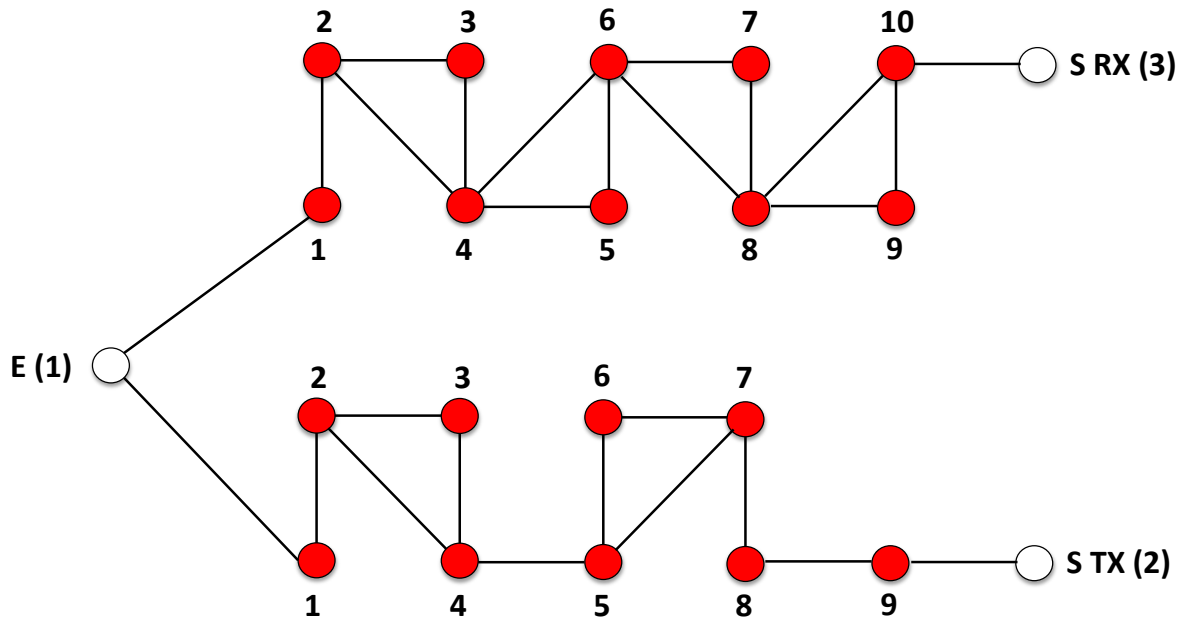


Figure III.5 : Topologie de couplage du diplexeur compact [31]

Le diplexeur a été réalisé en cavités coaxiales, et les réponses expérimentales et théoriques sont montrées sur la figure III.6.

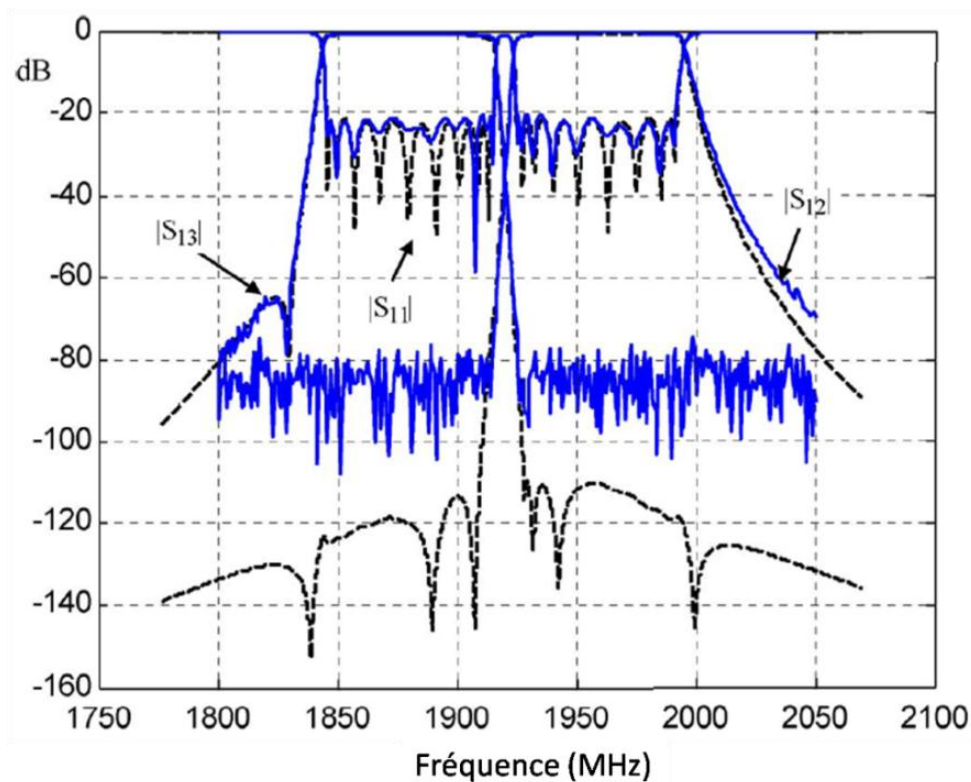


Figure III.6 : Réponses théoriques et expérimentales du diplexeur compact [31]

II.2. Méthode de synthèse basée sur l'optimisation de la matrice de couplage généralisée [29-30], [52]

II.2.1. Principe

Pour cette méthode, le principe consiste à optimiser 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 :

$$[M] = \begin{bmatrix} M_p & M_{pn} \\ M_{pn}^T & M_n \end{bmatrix} \quad (III.11)$$

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.7, 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 .

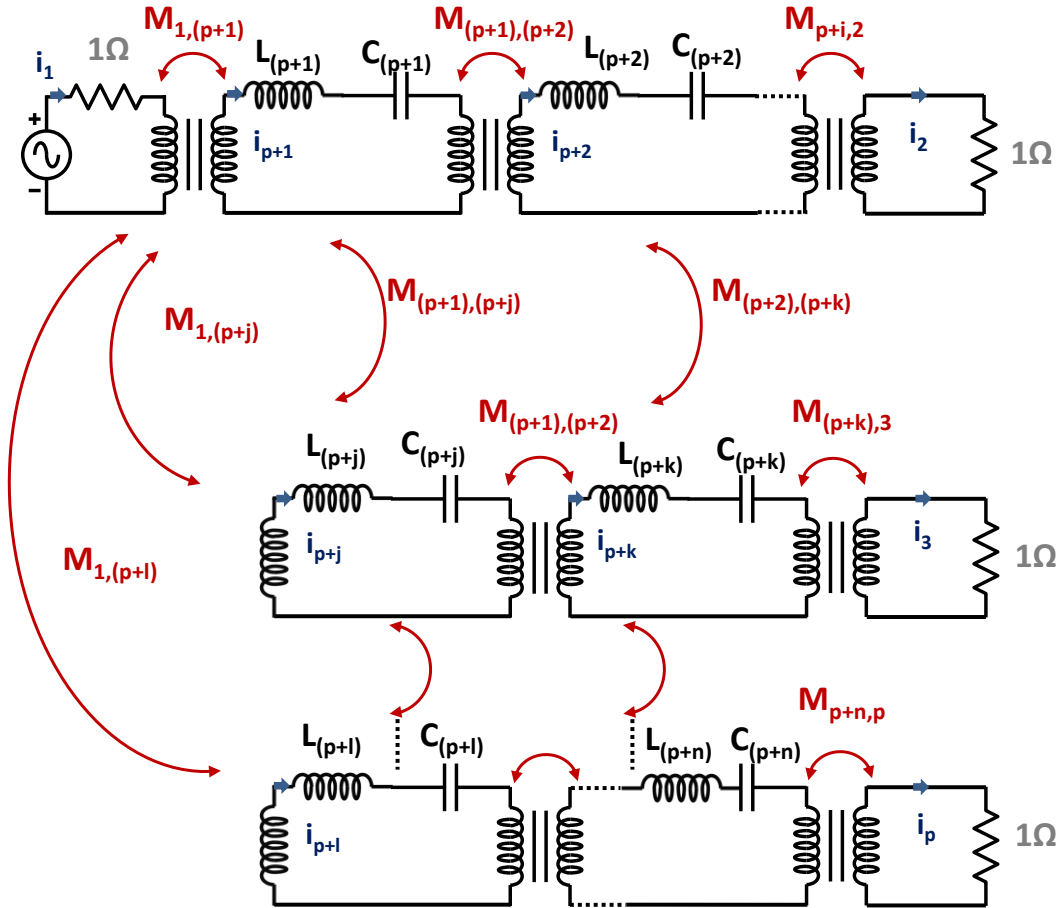


Figure III.7 : Schéma électrique d'un multiplexeur compact à bande étroite [8]

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

$$([R] + [D] + j\omega[M]) * i(s) = A(s) * i(s) = E \quad (III.12)$$

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 :

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

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.7, ces résistances sont normalisées à 1Ω .

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.7, ces résistances sont considérées nulles (étude sans pertes) pour simplifier les équations.

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

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.12.

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.12, on obtient le vecteur $i(s)$. En prenant une tension normalisée de $1 V$ et excitant le port numéro 1, on obtient :

$$[I]_{k,1} = -j * [A^{-1}]_{k,1} \quad (III.13)$$

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

$$S_{kk}(s) = 1 + 2j * [A^{-1}]_{k,k} \quad (III.14)$$

$$S_{kl}(s) = -2 * [A^{-1}]_{k,l} \quad (III.15)$$

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.2.2. 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 :

$$|\widetilde{S}_{11}(s)| \approx \prod_{i=2}^p |S_{ii}(s)| \approx \prod_{i=2}^p |S_{11}^{filtre\ i}(s)| \quad (III.16)$$

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 :

$$Isolation = \sum_{\substack{k,l=2 \\ k \neq l}}^p |S_{kl}(s)|^2 = 0 \quad (III.17)$$

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

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

$$\varepsilon(s_n) = \sum_{n=1}^N (|S_{11}(s_n)| - |\widetilde{S}_{11}(s_n)|)^2 + \alpha \sum_{\substack{k,l=2 \\ k \neq l}}^p \sum_{n=1}^N |S_{kl}(s_n)|^2 \quad (III.18)$$

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.14) et (III.15). Ces dérivées, données dans l'équation (III.19) [52], 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.

$$\frac{\partial S_{ik}}{\partial M_{pq}} = j(2 - \delta_{p,q}) * ([A^{-1}]_{i,p}[A^{-1}]_{k,p} + [A^{-1}]_{i,q}[A^{-1}]_{k,q}) \quad (III.19)$$

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

II.2.3. Exemple de conception

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.8.

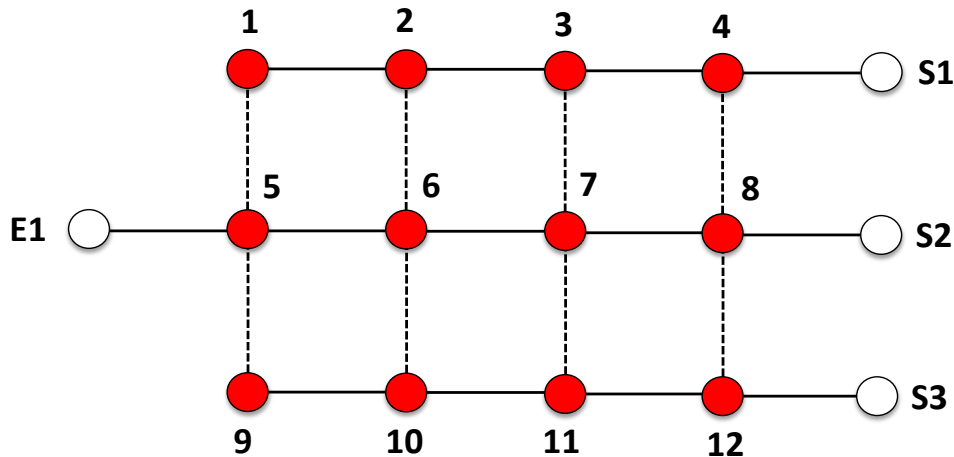


Figure III.8 : Topologie de couplage du triplexeur

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.2. 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.9.

Ce triplexeur a été réalisé en cavités chargées de résonateurs diélectriques (cf. figure III.10), 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.

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.

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

Tableau III.2 : Couplages optimisés du triplexeur compact [30]

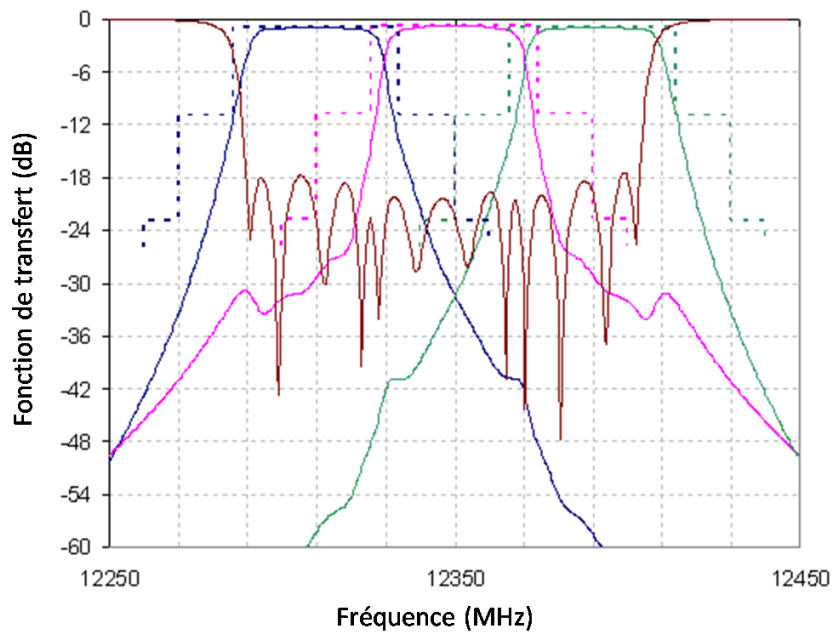


Figure III.9 : Réponse théorique optimisée du triplexeur compact [52]

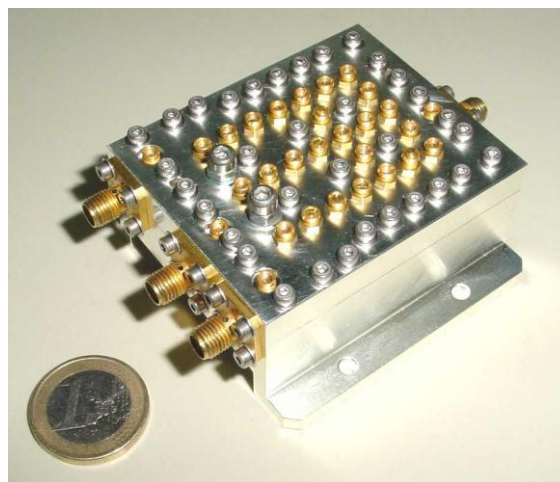


Figure III.10 : Maquette du triplexeur compact [52]

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 et uniquement pour réaliser des fonctions de multiplexage (1 voie vers N ou N voies vers 1).

Nous souhaitons dans cette partie développer des dispositifs multiports en cavités cylindriques bimodes. En effet, les cavités bimodes permettent une réduction importante du poids et de l'encombrement. De plus, cette technologie facilite la réalisation de fonctions pseudo-elliptiques ayant leurs zéros de transmission sur l'axe des fréquences, ce qui augmente la sélectivité. Ce travail a été initié lors de la thèse d'Hussein Ezzeddine [8] effectuée dans le cadre du programme *ANR FILIPIX* coordonnée par Thales Alenia Space. Le but était de concevoir des diplexeurs compacts en cavités bimodes. Un exemple de diplexeur compact réalisé est détaillé en annexe 5. Nous allons montrer dans la partie suivante que la synthèse du diplexeur compact peut profiter de l'interaction entre canaux pour minimiser le nombre de résonateurs couplés et réduire encore l'encombrement du circuit.

Ensuite, nous souhaitons généraliser la synthèse des multiplexeurs compacts à des dispositifs de filtrage N voies vers M (avec N et $M \geq 2$). La synthèse de tels dispositifs permettra de réaliser des fonctions de routage compactes dans les charges utiles de satellites. Cette généralisation fera l'objet du travail présenté dans la partie IV.

III- Conception de diplexeurs compacts en cavités bimodes

L'objectif de cette partie est de poursuivre l'étude menée sur la synthèse des multiplexeurs compacts en cavités bimodes qui permettent de simplifier l'architecture pour les futures générations de charges utiles de télécommunications. Les premiers travaux d'Hussein Ezzeddine [8] ont montré que ces dispositifs entraînaient une réduction de l'encombrement et de la masse, par la suppression des sections de guides.

Nous allons poursuivre ces travaux et montrer que nous pouvons nous servir de l'interaction des deux canaux du diplexeur afin de créer des zéros de transmission additionnels et ainsi tenir des spécifications définies. Nous présenterons pour chaque dispositif, la synthèse théorique puis les étapes de dimensionnement du modèle électromagnétique.

Toutes les simulations électromagnétiques, comme dans le chapitre 2 de cette thèse, sont réalisées en utilisant le logiciel *Microwave Wizard 7.0* de *Mician* [50].

III.1. Cahier des charges

L'étude concerne un CMUX 2 canaux en bande Ka possédant 2 entrées et 1 sortie.

Dans le cadre des missions multimédia, le principal intérêt de ces dispositifs est la réduction significative du nombre de DoCons (Down Converters : convertisseurs de fréquence) dans une charge utile de satellite afin d'augmenter sa compétitivité. En effet, les chaînes de conversion de ces architectures peuvent rapidement devenir un élément critique en raison de leur grand nombre. Les CMUX permettent alors de combiner des canaux dont la fréquence de conversion est la même et donc d'économiser le nombre d'équipements DoCons. La figure III.11 représente schématiquement ce que nous voulons obtenir par rapport à une architecture classique de CMUX 2 canaux.

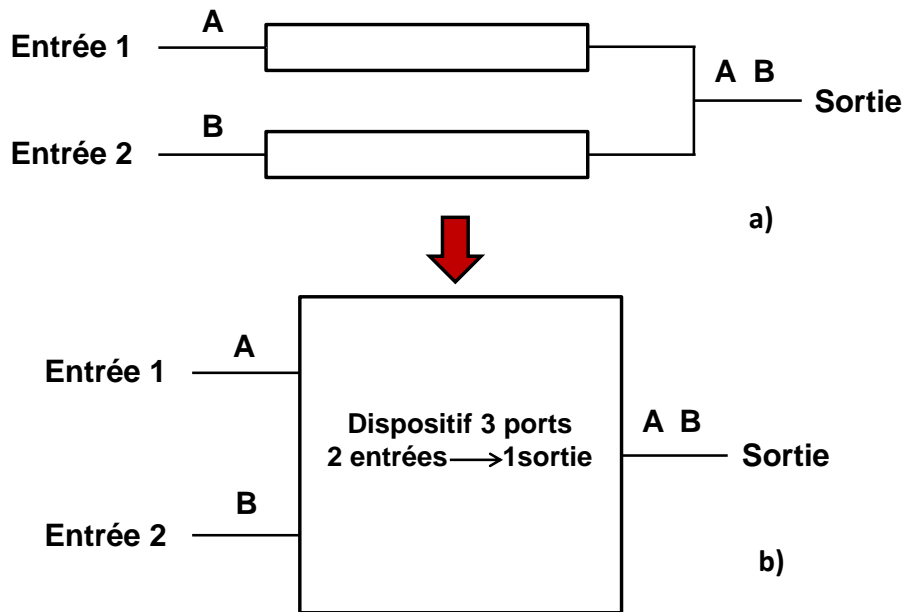


Figure III.11 : (a) Architecture classique d'un CMUX 2 canaux, (b) CMUX compact

Nous devons donc réaliser un dispositif compact en bande Ka avec les fréquences centrales des deux canaux qui sont respectivement de 29 618.75 MHz et 29 881.25 MHz ; chacun avec une bande passante de 237.5 MHz. Toutes les spécifications relatives à cette réalisation sont définies dans le tableau III.3.

CMUX 2 canaux		
Fréquence centrale (MHz)	Bande passante utile (MHz)	N° de canal
29 618.75	237.50	1
29 881.25	237.50	2

Paramètre	Range	Spécifications
Bande passante utile d'un canal (MHz)	237.5	
Pertes d'insertion (dB)	f0	2
	f0 +/- 95 MHz	< 0.40
	f0 +/- 118.75 MHz	< 1.10
Réjection (dB)	f0 +/- 143.75 MHz	> 20
	f0 +/- 381.25 MHz	> 40
Return loss	f0 +/- 118.75 MHz	> 20

Tableau III.3 : Spécifications électriques du diplexeur

III.2. Synthèse théorique du diplexeur compact

III.2.1 Synthèse des canaux individuels

Afin de respecter les spécifications du tableau III.4, une fonction de transfert classique symétrique d'ordre 6 avec 2 zéros de transmission est nécessaire pour satisfaire les spécifications comme le montre la figure III.12.

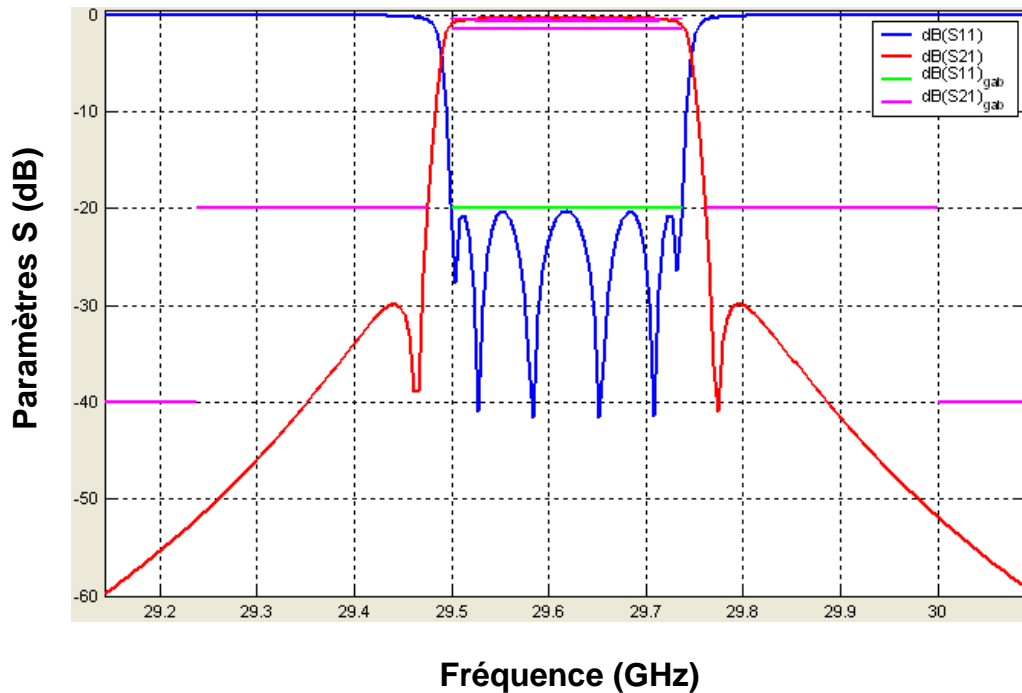


Figure III.12 : Paramètres [S] de la fonction classique

Lors des travaux précédents [8], nous avons constaté que l'interaction des canaux du multiplexeur compact apportait une isolation supplémentaire dans la bande passante opposée en introduisant des zéros de transmission additionnels. Nous souhaitons donc profiter de cette isolation supplémentaire pour réduire l'ordre de chaque canal et par conséquent améliorer l'intégration du diplexeur compact.

Nous avons donc sélectionné une fonction pseudo-elliptique dissymétrique d'ordre 5 avec 3 zéros de transmission pour chaque canal. Les paramètres [S] de cette fonction sont donnés sur la figure III.13. 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 :

- $f_0 = 29\ 618.75\ \text{MHz}$ et $\Delta f = 237.5\ \text{MHz}$ pour le canal bas en fréquence.
- $f_0 = 29\ 881.25\ \text{MHz}$ et $\Delta f = 237.5\ \text{MHz}$ pour le canal haut en fréquence.

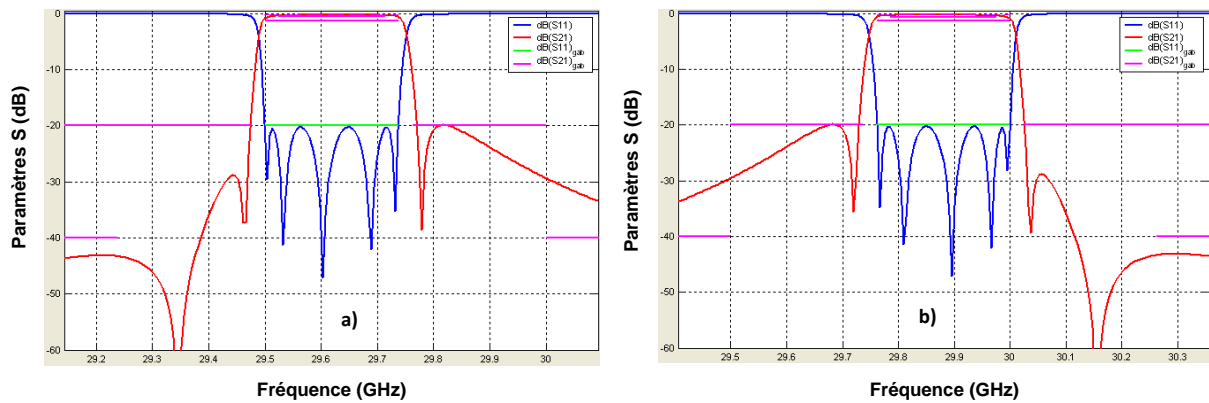


Figure III.13 : Paramètres [S] de la fonction choisie : dénormalisée (a) pour le canal bas en fréquence, (b) pour le canal haut en fréquence

Nous avons reporté sur les courbes précédentes les gabarits correspondant aux spécifications du tableau III.3. Nous pouvons remarquer que les fonctions seules ne satisfont pas les gabarits, au-dessus de la bande passante pour le canal bas et au-dessous de la bande passante pour le canal haut.

En prenant en compte l'atténuation supplémentaire dans la bande passante opposée, le positionnement initial des zéros de transmission pour chaque canal est choisi de façon à pré-symétriser la réponse du diplexeur compact.

La matrice de couplage idéale correspondant à la fonction précédente (5 pôles, 3 zéros) est donnée ci-dessous :

	P1	1	2	3	4	5	P2	
P1	0.0000	0.9989	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	
1	0.9989	-0.0103	0.8313	0.0000	0.0000	0.1186	0.0000	
2	0.0000	0.8313	0.0467	0.5222	-0.2542	-0.2817	0.0000	
3	0.0000	0.0000	0.5222	0.3652	0.7431	0.0000	0.0000	(III.20)
4	0.0000	0.0000	-0.2542	0.7431	-0.1363	0.7821	0.0000	
5	0.0000	0.1186	-0.2817	0.0000	0.7821	-0.0103	0.9989	
P2	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.9989	0.0000	

Le diagramme de couplage correspondant à cette matrice est donné sur la figure III.14. Ce diagramme de couplage est compatible avec une implémentation en cavités bimodes. Nous représentons également sur cette figure les polarisations horizontales et verticales des différents résonateurs. Par exemple, les résonateurs 1, 2 et 3 correspondent à une polarisation verticale qui peut être celle d'un mode TE_{11y} et les résonateurs 4 et 5 correspondent à une polarisation horizontale duale TE_{11x} .

La structure d'un canal peut donc être constituée de deux cavités bimodes contenant respectivement les résonateurs 3 et 4, puis 2 et 5, et d'une cavité monomode pour réaliser le premier résonateur en couplant une seule polarisation.

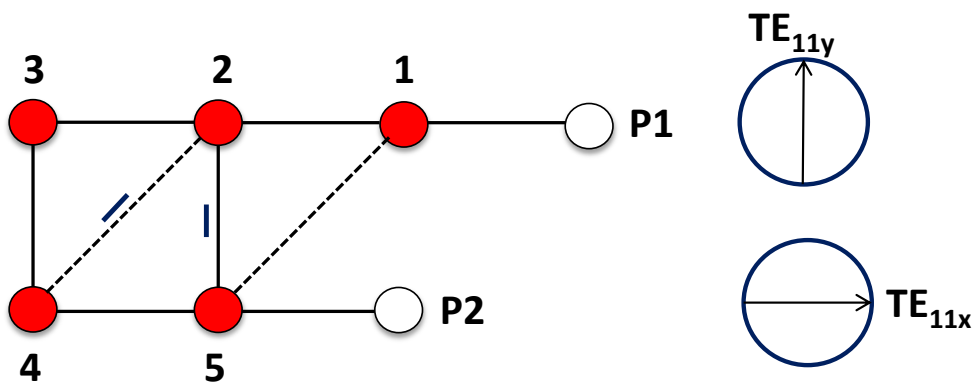


Figure III.14 : Diagramme de couplage d'un filtre de canal

III.2.2 Synthèse du diplexeur

A partir de la fonction de filtrage initialisée pour les canaux individuels, nous devons optimiser la fonction globale du diplexeur et en déduire une matrice de couplage pour la conception électromagnétique.

Pour cela, nous avons suivi une méthodologie d'optimisation de la matrice de couplage [29]-[30], [52] proche de celle expliquée dans le paragraphe II.2 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.7). 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 que l'on utilisera pour le dimensionnement de la structure électromagnétique. Nous allons décomposer cette étude circuit en deux étapes :

- *L'initialisation :*

La matrice de couplage généralisée (sous entendue du diplexeur) est normalisée par rapport à la fréquence centrale $f_0 = 29\,750\text{ MHz}$ et la bande passante $\Delta f = 237.5\text{ MHz}$ 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 1.105 pour le canal haut en fréquence et à -1.105 pour le canal bas en fréquence. Ces valeurs correspondent aux valeurs normalisées des fréquences centrales des canaux bas et haut valant $f_1 = 29\,618.75\text{ MHz}$ et $f_2 = 29\,881.25\text{ MHz}$, respectivement. Ces décalages fréquentiels sont obtenus en utilisant l'équation suivante :

$$f_1 - f_0 = M_{ii} \times \frac{\Delta f}{2} \quad (\text{III. 21})$$

Nous pouvons observer sur la figure III.15 les réponses idéales des deux canaux du diplexeur données par la fonction choisie.

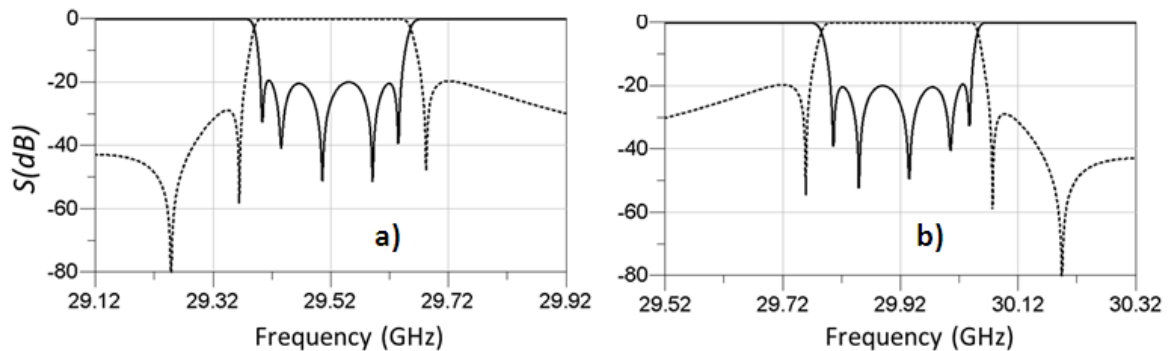


Figure III.15 : Réponses des deux canaux du diplexeur, (a) canal 1, (b) canal 2

La matrice de couplage initiale du diplexeur, normalisée ainsi, s'écrit donc :

	P2	P3	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	P1
P2	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.9989	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
P3	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.9989	0.000
1	0.000	0.000	-1.105	0.8313	0.000	-0.305	0.1186	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.9989
2	0.000	0.000	0.8313	-1.105	0.5222	-0.2542	-0.2817	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
3	0.000	0.000	0.000	0.5222	-1.105	0.7431	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
4	0.000	0.000	0.000	-0.2542	0.7431	-1.105	0.7821	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
5	0.9989	0.000	0.1186	-0.2817	0.000	0.7821	-1.105	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
6	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.105	0.8313	0.000	0.000	0.1186	0.9989
7	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.8313	1.105	0.5222	-0.2542	-0.2817	0.000
8	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.5222	1.105	0.7431	-0.258	0.000
9	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	-0.2542	0.7431	1.105	0.7821	0.000
10	0.000	0.9989	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.1186	-0.2817	0.000	0.7821	1.105	0.000
P1	0.000	0.000	0.9989	0.000	0.000	0.000	0.000	0.9989	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000

(III.22)

La figure III.16 présente la réponse du diplexeur initial avec les spécifications (bleu pour le canal 1 et rouge pour le canal 2). Nous voyons sur cette courbe que l'interaction permet de se rapprocher des spécifications. Nous allons voir que le réglage fin suffit pour converger correctement.

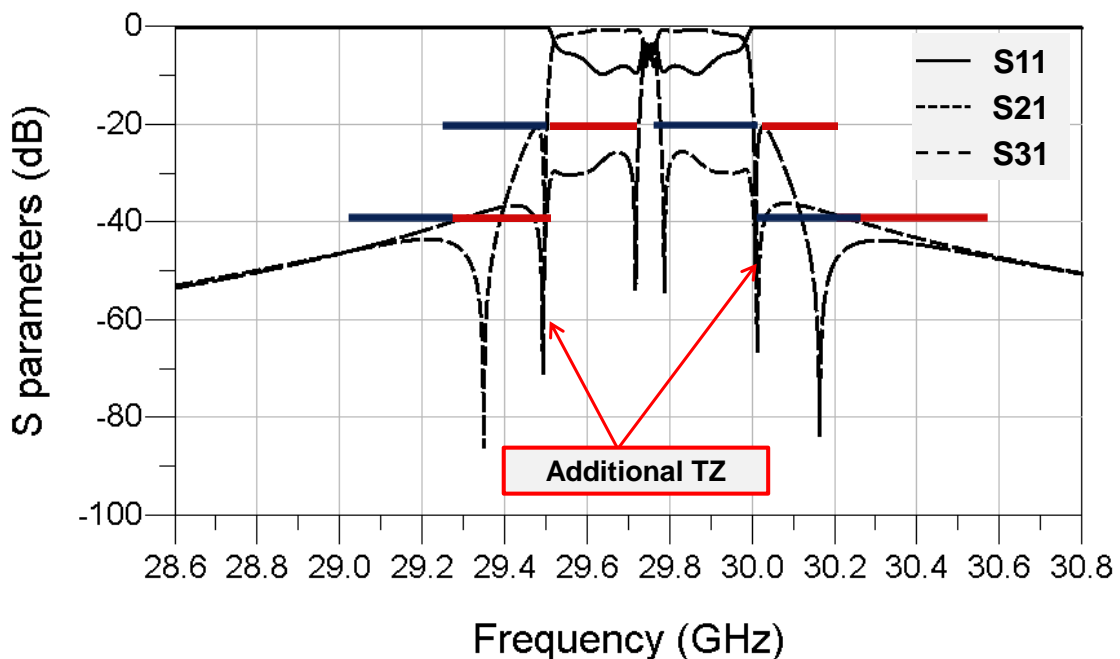


Figure III.16 : Réponse circuit initiale de la topologie de couplage du diplexeur compact

- L'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.17. La matrice de couplage correspondante (normalisée par rapport à $f_0 = 29\,750\text{ MHz}$ et $\Delta f = 237.5\text{ MHz}$) est donnée ci-dessous :

	P2	P3	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	P1
P2	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.041	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
P3	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.041	0.000
1	0.000	0.000	-1.155	0.889	0.000	0.000	0.044	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.068
2	0.000	0.000	0.889	-1.147	0.545	-0.228	0.258	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
3	0.000	0.000	0.000	0.545	-1.468	0.731	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
4	0.000	0.000	0.000	-0.228	0.731	-1.068	0.728	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
5	1.041	0.000	0.044	0.258	0.000	0.728	-1.575	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
6	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1.11	0.889	0.000	0.000	-0.044	1.068
7	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.889	1.124	0.545	0.228	-0.258	0.000
8	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.545	1.461	0.731	0.000	0.000
9	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.228	0.731	1.045	0.728	0.000
10	0.000	1.041	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	-0.044	-0.258	0.000	0.728	1.571	0.000
P1	0.000	0.000	1.068	0.000	0.000	0.000	0.00	1.068	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000

(III.23)

On note qu’une symétrie au niveau des couplages entre les deux canaux a été imposée durant l’optimisation, d’autant plus que les spécifications électriques sont symétriques.

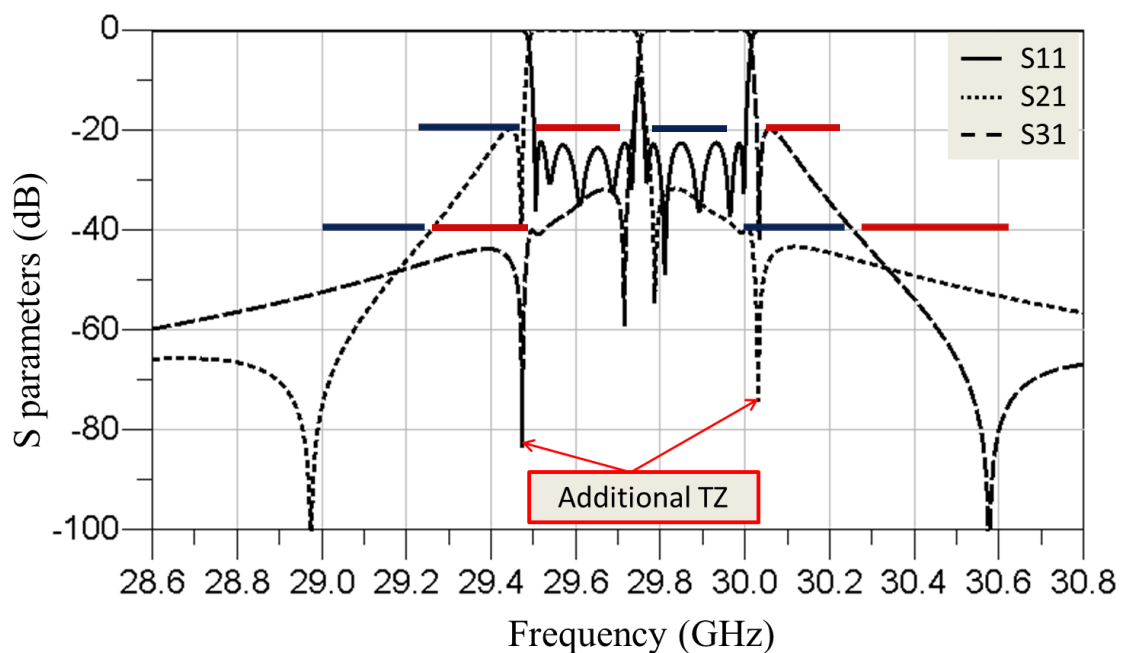


Figure III.17 : Réponse circuit optimisée de la topologie de couplage du diplexeur compact

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. Cette atténuation apportée par l’interaction des canaux permet donc de satisfaire les spécifications.

III.3. Conception électromagnétique du diplexeur

III.3.1. Implémentation en cavités bimodes

Afin de concevoir le diplexeur en cavités bimodes, nous devons définir la topologie de couplage. La figure III.18 présente la topologie de couplage classique et l'arrangement effectué sur cette topologie pour une implémentation en cavités bimodes. Les deux canaux sont placés l'un à la suite de l'autre en regroupant les résonateurs 1 et 6 dans une cavité bimode.

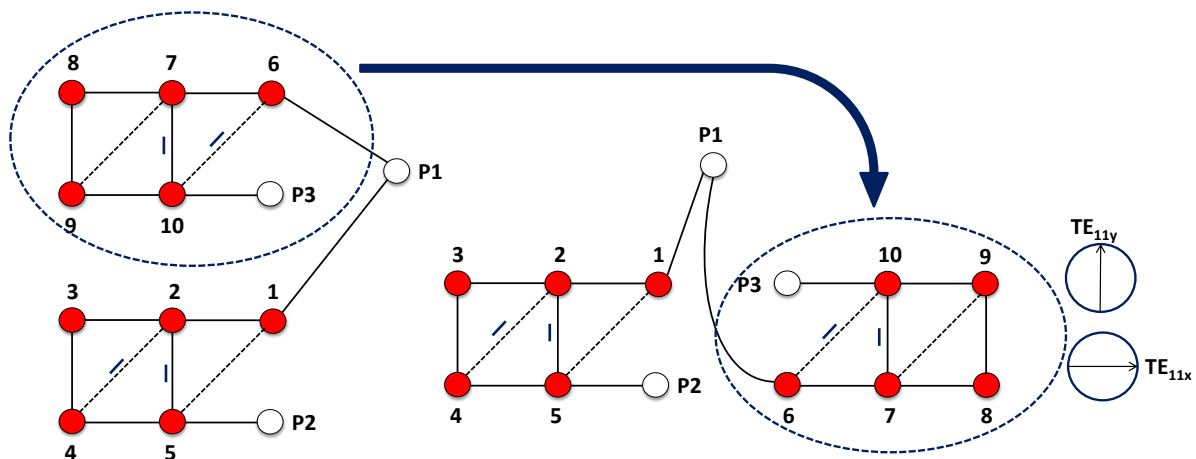


Figure III.18 : Topologie de couplage adaptée à une implémentation en cavités bimodes

La structure électromagnétique correspondant à cette topologie est montrée sur la figure III.19.

On note que pour exciter simultanément les deux résonances 1 et 6 dans la cavité du milieu, l'iris de sortie (représenté sur la figure III.18 par le port $P1$) est placé à 45° des deux polarisations TE_{11x} et TE_{11y} .

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} . En effet, non seulement le mode TE_{113} possède un facteur de qualité important mais il 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.20.

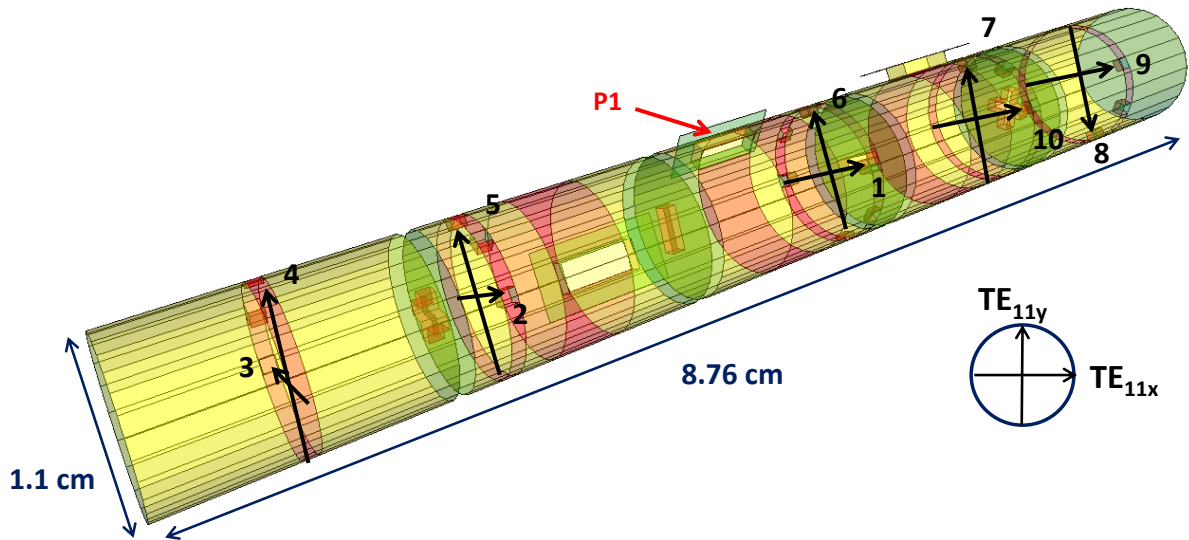


Figure III.19 : Structure électromagnétique du diplexeur compact

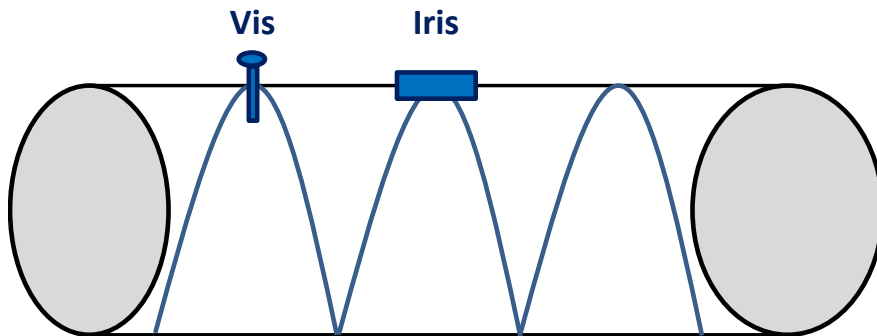


Figure III.20 : Disposition des vis et iris dans les cavités d'entrée/sortie

III.3.2. Dimensionnement des canaux

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.

Cette étape consiste donc à dimensionner les canaux indépendamment. La structure correspondant au canal le plus bas en fréquence est montrée sur la figure III.21.

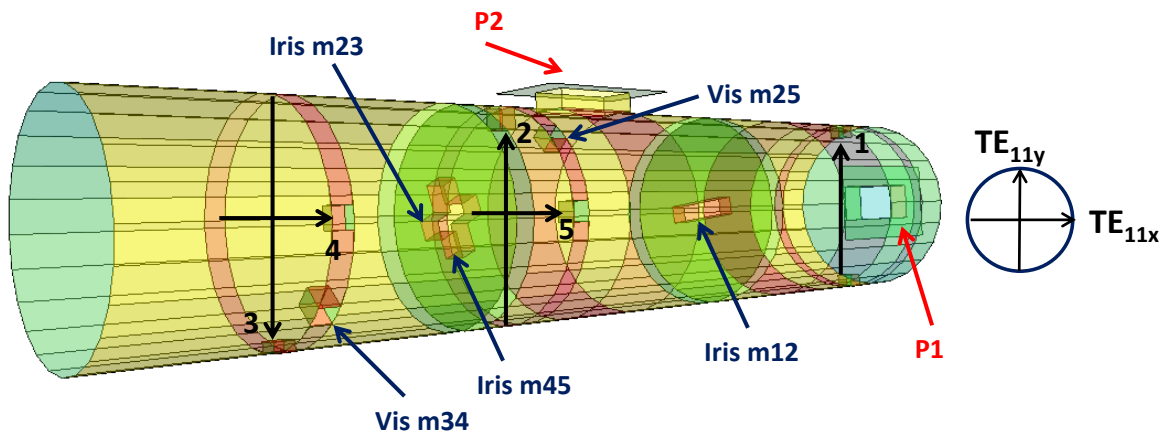


Figure III.21 : Structure électromagnétique d'un filtre de canal (canal bas en fréquence)

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 inter-cavités se font par les iris comme montré sur la figure III.21. Les couplages entre les deux polarisations dans les deux cavités bimodes se font grâce aux vis de couplage placées à 45° de celles-ci. Des vis de réglage, en face de chaque mode, sont utilisées pour régler leurs fréquences de résonance. Nous avons choisi de fonctionner avec le mode TE_{113} pour son facteur de qualité à vide élevé (de l'ordre de 6000). Le problème en travaillant à ces fréquences est la présence des très nombreux modes supérieurs ou inférieurs parasites. Afin d'assurer un compromis entre le facteur de qualité à vide et la meilleure isolation possible, nous avons choisi de concevoir nos canaux avec un diamètre de 11 mm.

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 quasiment les mêmes pour les deux canaux mais vu que les fréquences sont différentes, les couplages ne sont pas exactement les mêmes. De plus, les longueurs des cavités sont différentes pour réaliser le décalage en fréquence de 131.25 MHz entre les deux canaux.

Notre diagramme de couplage montre clairement que nous avons des couplages diagonaux. La façon de réaliser ces couplages est de tourner les iris ainsi que les vis par rapport aux axes TE_{11x} et TE_{11y} [53]. Le schéma de principe de cette technique particulière est montré sur la figure III.22.

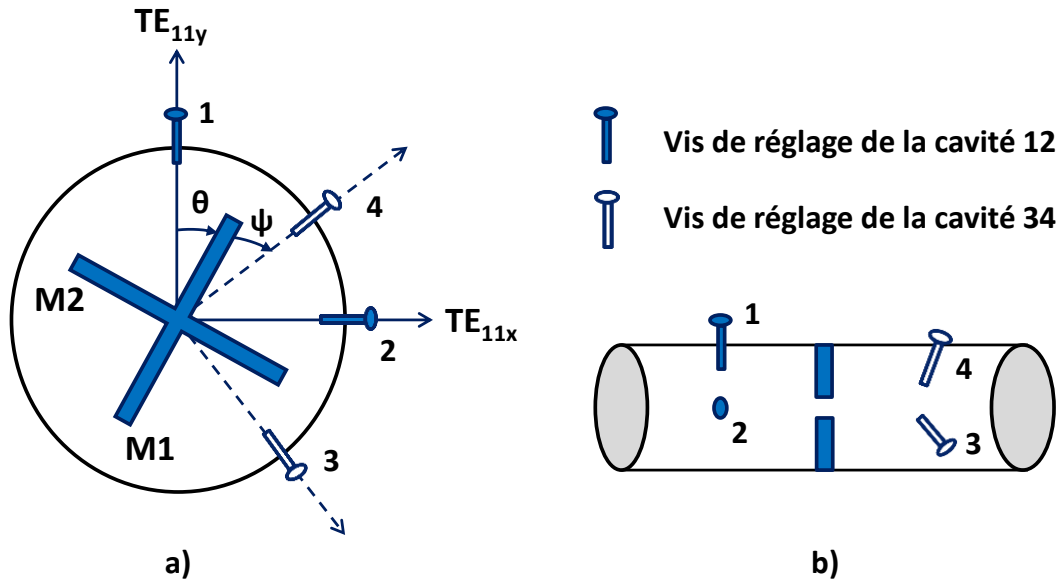


Figure III.22 : Schéma de principe de deux cavités bimodes couplées par un iris en croix, (a) vue de dessus, (b) vue latérale

Sur le schéma de principe précédent, nous ne montrons pas les vis de couplage inter-polarisations afin de clarifier le schéma. Les polarisations dans la cavité 12 (cavité contenant les modes 1 et 2) sont prises horizontale et verticale (identiques à celles de références TE_{11x} et TE_{11y}). En projetant les polarisations dans la cavité 34 (cavité contenant les modes 3 et 4) à celles dans la cavité 12 et aux axes portés par l'iris en croix, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 M_{13} &= -M_1 \cos \theta \sin \psi - M_2 \sin \theta \cos \psi \\
 M_{14} &= M_1 \cos \theta \cos \psi - M_2 \sin \theta \sin \psi \\
 M_{23} &= -M_1 \sin \theta \sin \psi + M_2 \cos \theta \cos \psi \\
 M_{24} &= M_1 \sin \theta \cos \psi + M_2 \cos \theta \sin \psi
 \end{aligned} \tag{III.23}$$

Or, ce qui nous intéresse est le calcul des angles θ et ψ en fonction de M_{13} , M_{14} , M_{23} , et M_{24} (éléments de la matrice de couplage idéale). Ce calcul [53] est présenté dans l'annexe 6.

On peut voir sur la figure III.21 que l'iris de sortie « P1 » n'est plus à 45° des deux polarisations TE_{11x} et TE_{11y} , mais placé de façon à exciter seulement le mode 1. 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.14, est identifiable à une fonction d'ordre 5 avec trois zéros de transmission, et la matrice de couplage identifiée est comparée à la première moitié de la matrice de couplage généralisée (III.22). La réponse en fréquence de ce segment, comparée à celle correspondant à la première moitié de la matrice de couplage généralisée, est montrée sur la figure III.23.

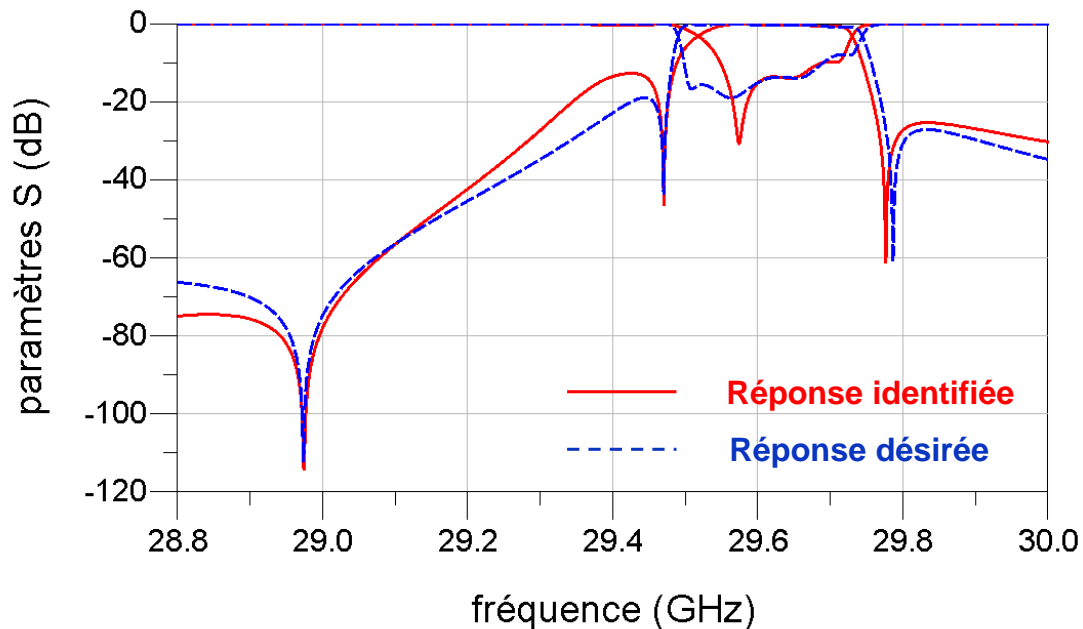


Figure III.23 : Réponse EM identifiée et réponse désirée du canal bas en fréquence

La même procédure a été suivie pour dimensionner le canal haut en fréquence (résonateurs de 6 à 10). Seulement, dans ce cas, la matrice de couplage identifiée est comparée à la deuxième moitié de la matrice de couplage généralisée (III.22). La réponse simulée de ce segment, comparée à celle correspondant à la première moitié de la matrice de couplage généralisée (III.22), est donnée sur la figure III.24 ci-dessous.

On note que sur la réponse identifiée, le deuxième zéro de transmission côté hautes fréquence est proche du canal. Ceci est dû à la présence d'un mode supérieur parasite qui est assez proche du canal.

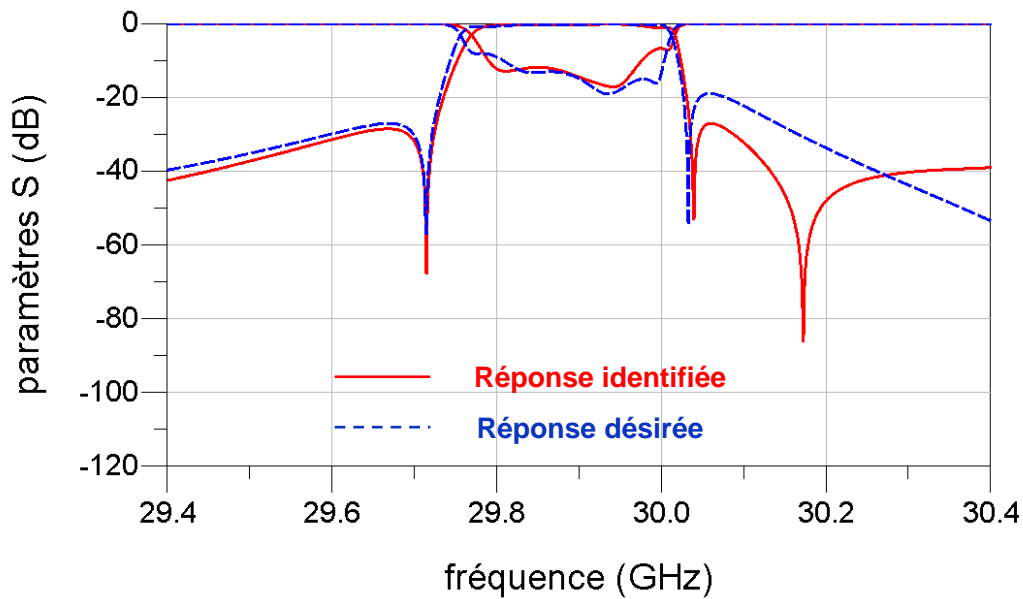


Figure III.24 : Réponse EM identifiée et réponse désirée du canal haut en fréquence

Ce dimensionnement permet donc d’initialiser les dimensions de la structure électromagnétique du diplexeur (figure III.19). 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 1 pour le canal bas, et celle correspondant au résonateur 6 pour le canal haut). Dans la structure du diplexeur (figure III.19), cet iris est placé à 45° 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° des deux polarisations.

III.3.3. Dimensionnement de la cavité du milieu

Le segment considéré, ainsi que son diagramme de couplage sont donnés sur la figure III.25. 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.

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).

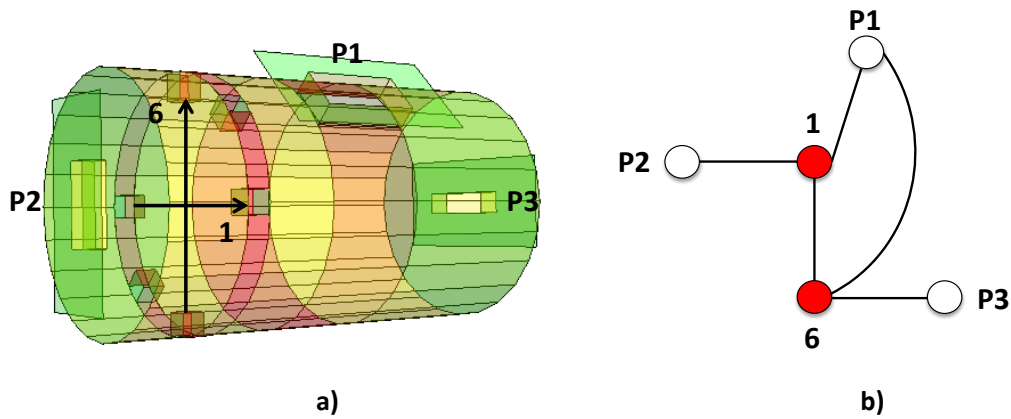


Figure III.25 : Cavité du milieu : (a) structure EM, (b) diagramme de couplage

Le couplage M_{16} entre polarisations doit ˆtre 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 oppos es sont introduites à 45  des deux polarisations. Pour ne pas interférer avec l’iris de couplage, ces vis sont plac es sur un autre maximum de champ (cf. figure III.25). La figure III.26 montre la comparaison entre la réponse identifi e et la réponse désirée pour la cavité du milieu.

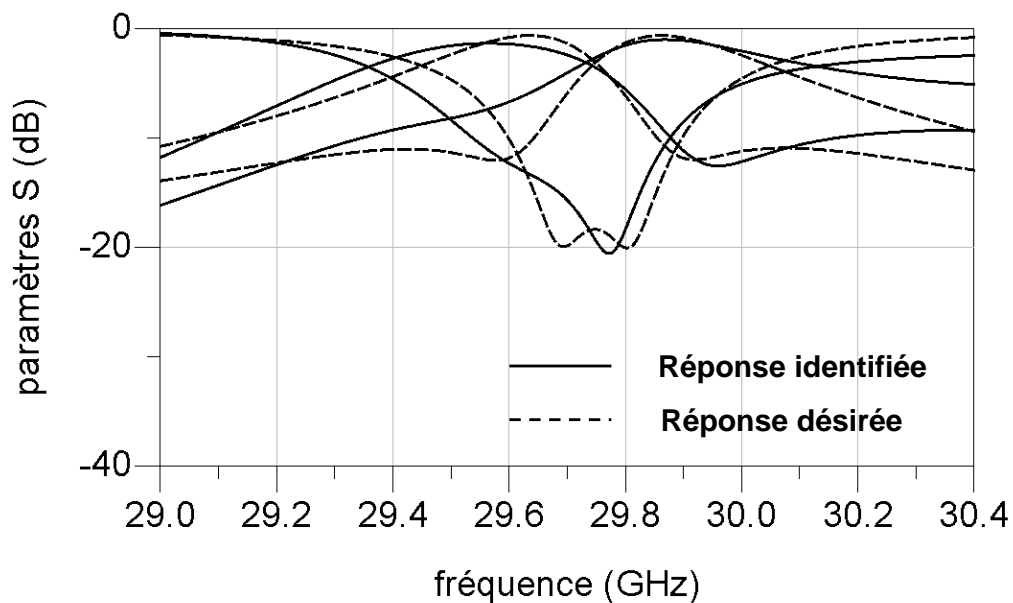


Figure III.26 : Réponse EM identifi e et réponse désirée de la cavité du milieu

III.3.4. Optimisation du diplexeur complet

Cette étape de segmentation a donc permis d’initialiser les dimensions du diplexeur. En simulant la structure électromagnétique de la figure III.19 avec ces dimensions, on obtient la réponse donnée sur la figure III.27.

Cette réponse est proche de celle attendue, ce qui prouve la précision de la méthode de segmentation employée. Une optimisation finale reste cependant 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* [50]. La réponse après optimisation est donnée sur la figure III.28 ci-dessous.

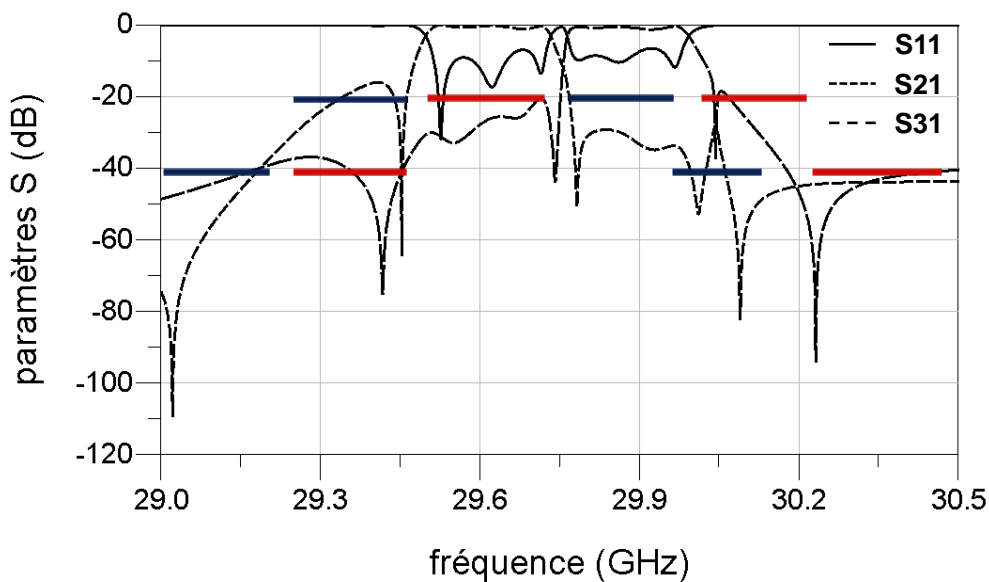


Figure III.27 : Réponse EM du diplexeur après segmentation

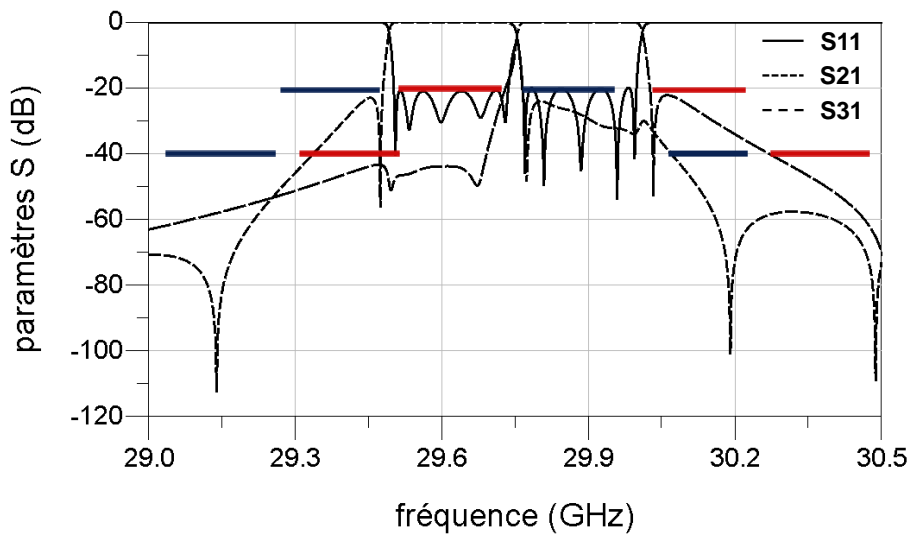


Figure III.28 : Réponse EM du diplexeur après optimisation

Nous nous retrouvons donc avec une structure correctement réglée et qui respecte le cahier des charges imposé. Nous donnons dans les tableaux III.4, III.5 et III.6 respectivement les dimensions optimisées des cavités, des iris et des vis.

Le diplexeur compact mesure 8.76 cm de long pour 1.1 cm de haut, soit un volume total de $8.76 \times 1.1 \times 1.1 = 10.6 \text{ cm}^3$. Ce diplexeur respecte également le cahier des charges à savoir principalement les deux bandes passantes de 237.5 MHz. Le choix de fonctions pseudo-elliptiques d'ordre 5 avec trois zéros de transmission s'est avéré extrêmement utile au vue de la compacité du dispositif. En effet, la synthèse du diplexeur compact en considérant l'interaction entre canaux a permis d'économiser au minimum une cavité bimode (suppression d'un résonateur par canal) tout en tenant les spécifications.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous allons étendre le concept à des dispositifs de filtrage compacts possédant au moins 2 voies en entrée et au moins 2 voies en sortie pour réaliser des fonctions de routage.

Canal bas en fréquence		Canal haut en fréquence	
	Rayon × Hauteur (mm)		Rayon × Hauteur (mm)
Cavité 25	5.5 × 17.624	Cavité 710	5.5 × 17.368
Cavité 34	5.5 × 17.825	Cavité 89	5.5 × 17.601
Cavité 16 : 5.5 × 17.158			

Tableau III.4 : Dimensions optimisées des cavités

Canal bas en fréquence		Canal haut en fréquence	
	Longueur × largeur × Hauteur (mm)		Longueur × largeur × Hauteur (mm)
Iris_entrée	5.08 × 2 × 1.02	Iris_entrée	4.86 × 2 × 1.02
Iris 12	3.377 × 1 × 1.02	Iris 67	3.474 × 1 × 1.02
Iris 23	3.313 × 1 × 1.02	Iris 78	3.278 × 1 × 1.02
Iris 45	3.630 × 1 × 1.02	Iris 910	3.612 × 1 × 1.02
Iris_sortie: 5.2 × 2 × 1.02			

Tableau III.5 : Dimensions optimisées des iris

Canal bas en fréquence		Canal haut en fréquence	
	Rayon × enfoncement (mm)		Rayon × enfoncement (mm)
Vis 11	0.5 × 1.28	Vis 66	0.5 × 0.74
Vis 22	0.5 × 1.25	Vis 77	0.5 × 1.20
Vis 33	0.5 × 0.53	Vis 88	0.5 × 0.86
Vis 44	0.5 × 0.38	Vis 99	0.5 × 0.59
Vis 55	0.5 × 0.79	Vis 1010	0.5 × 0.91
Vis 11-sym	0.5 × 1.15	Vis 66-sym	0.5 × 0.5
Vis 34	0.5 × 1.24	Vis 89	0.5 × 0.89
Vis 25	0.5 × 0.89	Vis 710	0.5 × 0.89
Vis 16 : 0.5 × 0.5, Vis 16-sym : 0.5 × 0.5			

Tableau III.6 : Dimensions optimisées des vis

IV- Conception d'un routeur compact en cavités bimodes

Dans les charges utiles de télécommunications (satellite de diffusion par exemple), il est nécessaire d'avoir autant de multiplexeurs/démultiplexeurs que de plans de fréquences à considérer. Le nombre de canaux étant relativement important (12, 18 voire 24), l'encombrement et la masse de ces dispositifs deviennent très vite gênants.

Le concept de routage illustré sur la figure III.29 consiste à combiner les sorties (respectivement les entrées) de 2 démultiplexeurs (resp. multiplexeurs). Ce dispositif comporte donc 2 entrées (resp. 2 sorties) qui ne sont pas actives en même temps. Par contre le regroupement des sorties (resp. des entrées) permet de réduire considérablement la masse et l'encombrement du système. L'idée est donc de réaliser ce dispositif multiport combinant des fonctions de multiplexage et de combinaison (ou division) de puissance sous une forme compacte, c'est-à-dire exclusivement à base de résonateurs couplés.

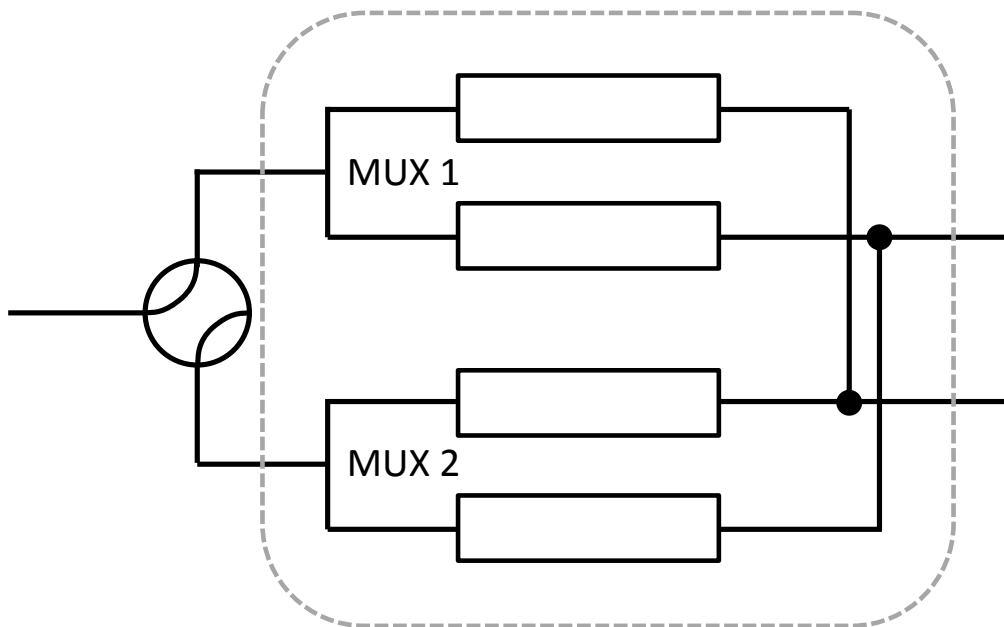


Figure III.29 : Concept de routage

Comme la fonction de routage comporte des éléments de combinaison/division de puissance en plus des fonctions de multiplexage, nous donnons pour commencer un court état de l'art sur ces fonctions.

IV.1. Etat de l'art des combineurs/diviseurs de puissance

Les combineurs ou diviseurs de puissance sont depuis les années 60 très largement utilisés dans les systèmes de télécommunication. Nous pouvons retrouver une liste des différentes techniques de combinaison de puissance dans [54].

On peut distinguer essentiellement deux catégories : les techniques résonantes (à base de résonateurs couplés) et non-résonantes (les combineurs hybrides ou les combineurs de type Wilkinson).

Les diviseurs de puissance reposent sur le même principe que les combineurs. Leur fonction est inverse. Un signal incident est divisé en plusieurs sorties. Le niveau de ce signal est donc plus ou moins réduit suivant le nombre de sorties utilisées. La figure III.30 présente les schémas de principe d'un combineur (a) et d'un diviseur (b) de puissance.

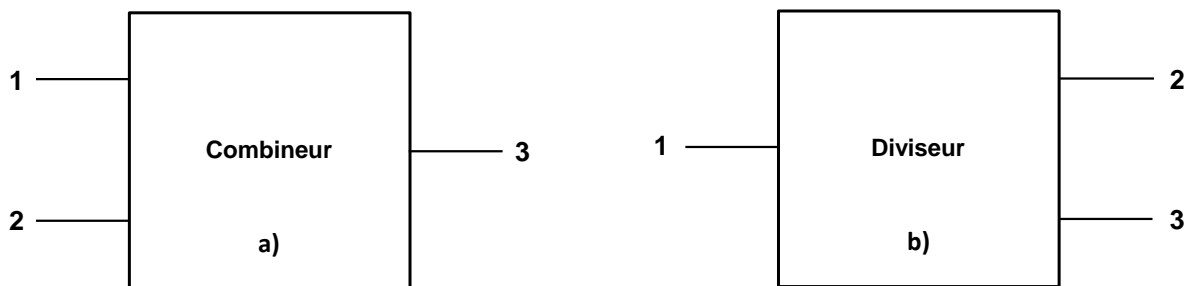


Figure III.30 : Schémas de principe : (a) combineur, (b) diviseur

Ces circuits sont généralement réversibles mais l'analyse de leur comportement lorsqu'ils sont utilisés en combineurs de puissance n'est simple, en général, que si les signaux à recombinaison ont même amplitude et même phase. Dans le cas contraire, il faut faire le calcul littéral à partir de l'expression des ondes incidentes et réfléchies.

Nous donnons quelques éléments sur les combineurs/diviseurs de puissance de type Wilkinson qui sont les plus répandus en hyperfréquence, puis nous étudierons un diviseur constitué de résonateurs couplés se rapprochant de notre travail.

IV.1.1. Combineurs/diviseurs de type Wilkinson

Le combineur/diviseur de Wilkinson est très largement utilisé pour des applications microondes [55]. On le trouve le plus fréquemment sous forme planaire mais il peut utiliser d'autres formes de lignes de transmission (câble coaxial) ou des éléments localisés (capacités ou inductances). La figure III.31 présente le schéma d'un diviseur de Wilkinson classique.

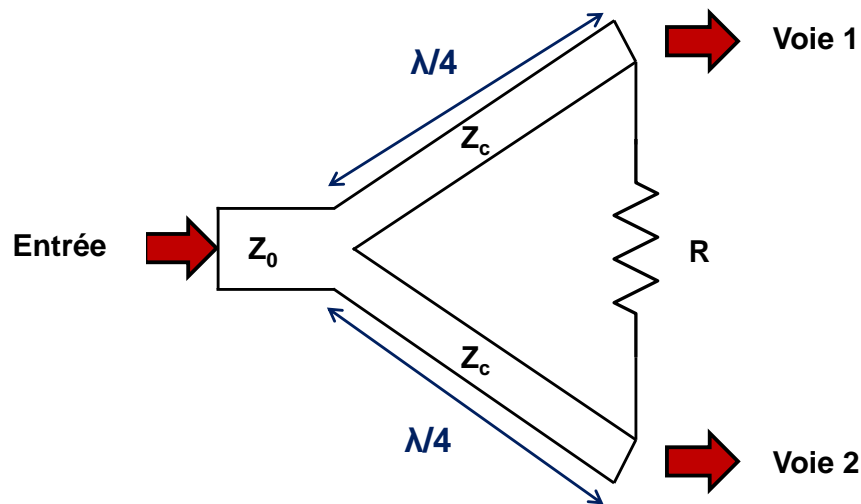


Figure III.31 : Schémas d'un diviseur de Wilkinson classique

Le combineur/diviseur de Wilkinson est un hexapôle dont les voies d'accès 1, 2 et 3 ont une impédance caractéristique Z_0 . Les voies 1-2 et 1-3 sont reliées par des lignes quart-d'onde ($\lambda/4$) d'impédance caractéristique $Z_c = Z_0\sqrt{2}$. Voici la matrice $[S]$ d'un combineur/diviseur de Wilkinson [55].

$$\begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} & j/\sqrt{2} \\ j/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ j/\sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.24)$$

IV.1.2. Exemple de diviseur de puissance à base de résonateurs couplés [56]

Les fonctions de combinaison/division de puissance peuvent également être réalisées à base de résonateurs couplés. C'est donc de cette technologie que nous devons nous inspirer pour réaliser nos dispositifs de routage compacts.

Dans l'exemple présenté [56], le design d'un diviseur de puissance est basé sur l'optimisation de la matrice de couplage pour des résonateurs couplés à plusieurs sorties. La synthèse utilise la même méthode d'optimisation de la matrice de couplage que celle utilisée pour les filtres à résonateurs couplés (cf chapitre III, II-2)

La figure III.32 représente le schéma d'un dispositif 3 ports contenant n résonateurs couplés.

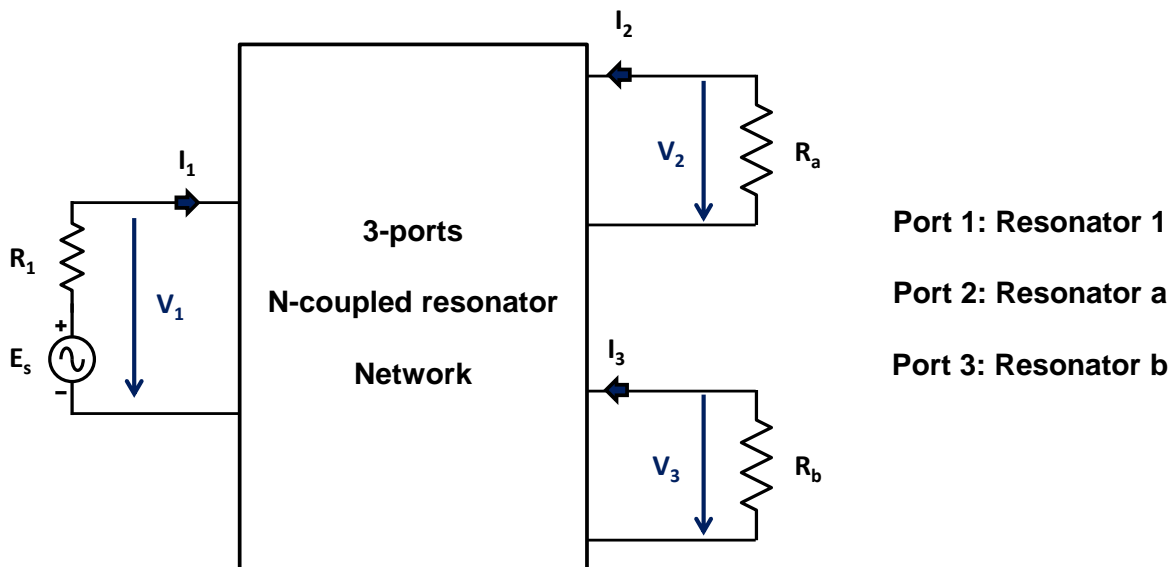


Figure III.32 : Schéma du dispositif 3 ports contenant n résonateurs couplés [56]

La synthèse de la matrice de couplage utilise une optimisation basée sur la minimisation d'une fonction déterminée à la fréquence des zéros de réflexion et de transmission décrite dans [56]. L'optimisation utilise la technique du gradient utilisée dans la synthèse de filtre à résonateurs couplés employée dans [57].

La synthèse de ce diviseur de puissance est effectuée avec une réponse de filtre pseudo-elliptique d'ordre 6 pour chaque voie. La figure III.33 présente tout d'abord la topologie utilisée.

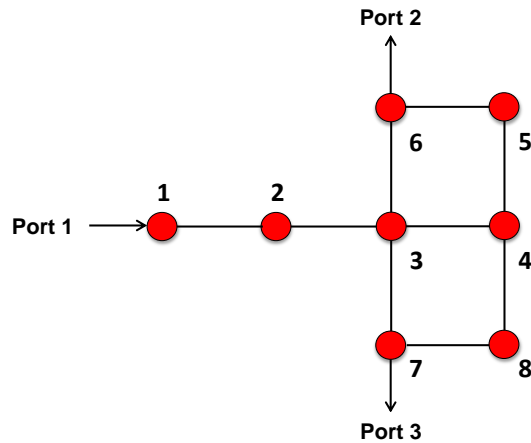


Figure III.33 : Topologie utilisée pour réaliser le diviseur [56]

La matrice de couplage est la suivante avec des résistances d'entrée/sortie de 1.005 :

$$\begin{bmatrix}
 0 & 0.8317 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0.8317 & 0 & 0.5987 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0.5987 & 0 & -0.5276 & 0 & 0.1591 & 0.1591 & 0 \\
 0 & 0 & -0.5276 & 0 & 0.5282 & 0 & 0 & 0.5282 \\
 0 & 0 & 0 & 0.5282 & 0 & 0.8086 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0.1591 & 0 & 0.8006 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0.1591 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.8006 \\
 0 & 0 & 0 & 0.5282 & 0 & 0 & 0.8006 & 0
 \end{bmatrix} \quad (III.28)$$

La figure III.34 présente la réponse en fréquence du diviseur avec donc une atténuation de 3dB sur toute la bande.

Cette exemple montre donc que la fonction de combinaison/division de puissance peut bien être effectuée à l'aide de résonateurs couplés et que cette fonction peut donc être combinée avec la fonction de multiplexage pour réaliser un dispositif de routage compact.

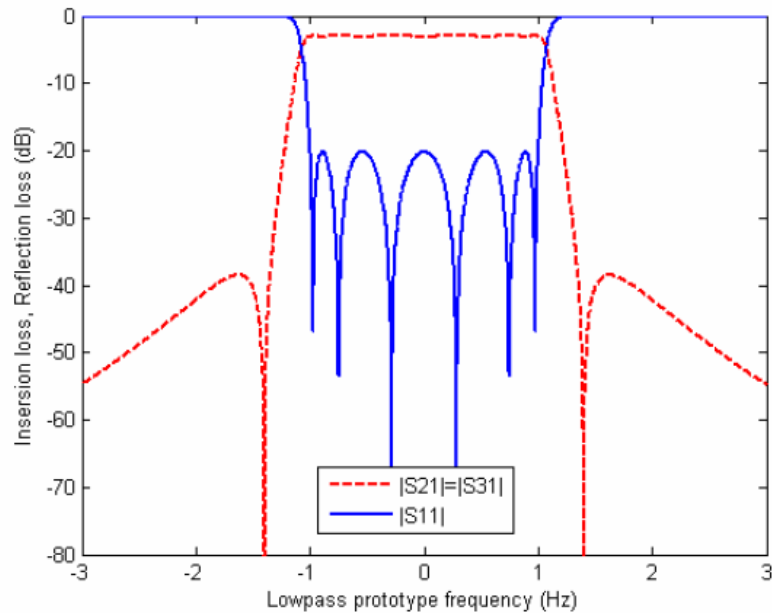


Figure III.34 : Réponse en fréquence du diviseur réalisé à base de résonateurs couplés [56]

IV.2. Cahier des charges et synthèse du circuit équivalent

En ce qui nous concerne, la conception de ce dispositif de routage est menée pour des applications basse puissance de type IMUX. Nous considérons dans un premier temps des IMUXs deux canaux. La figure III.35 présente l'architecture classique d'un dispositif de routage comprenant deux IMUXs 2 canaux. Ensuite, la figure III.36 présente le dispositif 4 ports que nous souhaitons réaliser.

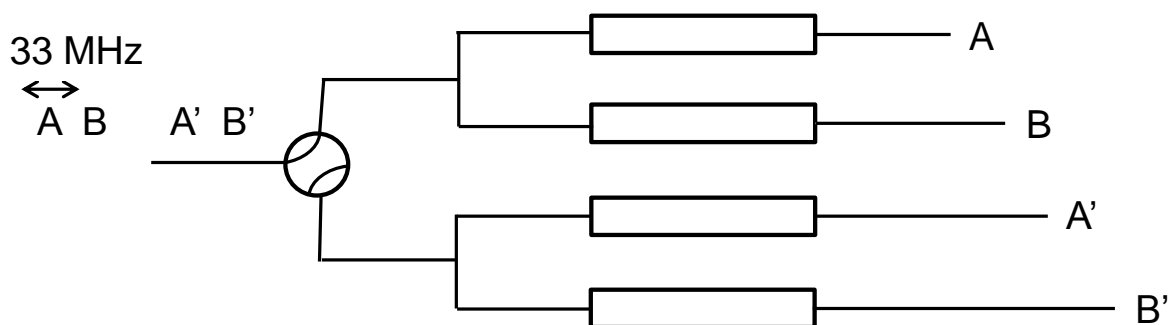


Figure III.35 : Architecture classique du dispositif 4 ports avec deux IMUXs 2 canaux

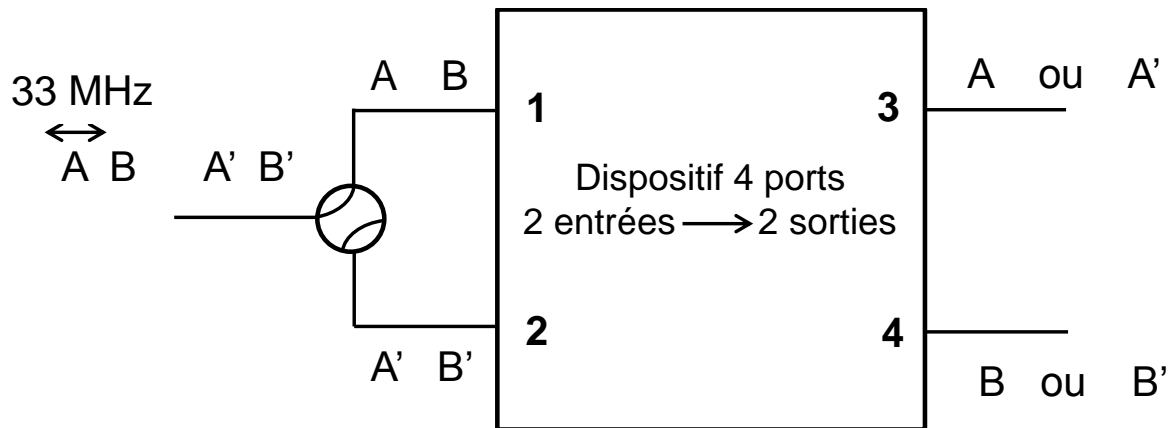


Figure III.36 : Dispositif de routage 4 ports à traiter avec deux entrées et deux sorties

Nous souhaitons donc réaliser un dispositif de routage de signaux où nous avons deux cas :

- Premier cas : on est connecté sur le port 1 où sont présentés l'ensemble des signaux A , B , A' et B' . Ne seront transmis que les signaux A et B respectivement sur les voies de sortie 3 et 4
- Deuxième cas : on est connecté sur le port 2 où seront présentés l'ensemble des signaux A , B , A' et B' . Ne seront transmis que les signaux A' et B' respectivement sur les voies de sorties 3 et 4.

Les spécifications visées pour cette étude sont les spécifications classiques d'IMUX bande Ku de 33 MHz de bande passante pour chaque canal. Les canaux étudiés sont compris dans la bande de fréquence [11.7-12.1] GHz.

IV.2.1 Sélection de la topologie de filtrage

La première étape consiste à faire une première interprétation en vue de l'étude circuit. Les quatre signaux A , B , A' et B' sont appelés pour la suite $F1$, $F2$, $F3$ et $F4$ dont les fréquences centrales seront respectivement de 11.843, 11.881, 11.919 et 11.957 GHz. Nous simplifions l'architecture du dispositif pour pouvoir imaginer une topologie de couplage adaptée. La figure III.37 montre l'architecture que nous choisissons pour le dispositif.

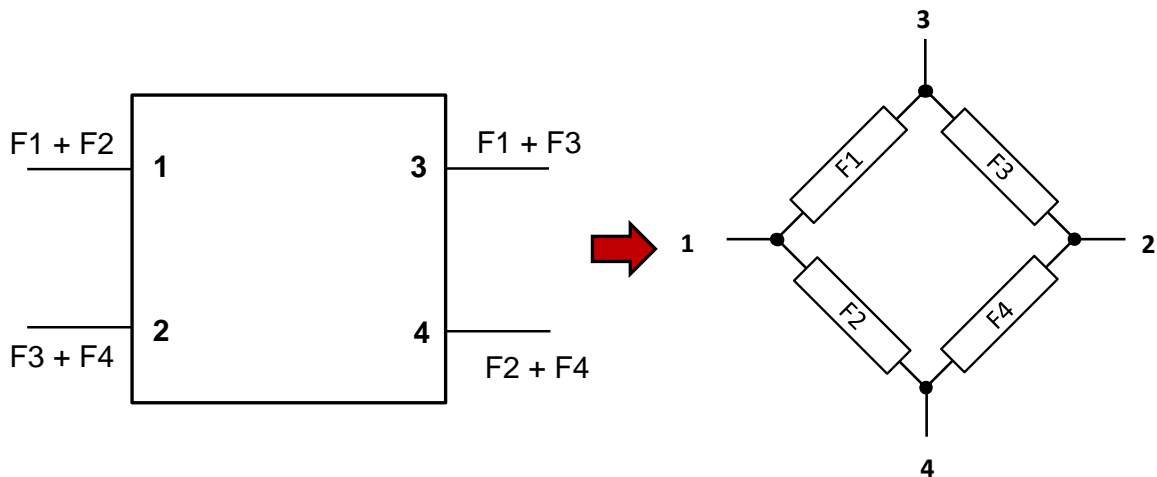


Figure III.37 : Première interprétation de l'architecture pour l'étude circuit

Nous pouvons réaliser cette architecture de routeur avec deux topologies de couplage compatibles avec une réalisation en cavités bimodes. Comme nous pouvons l'observer sur la figure III.38 et III.39, les 2 topologies ne diffèrent que par l'arrangement des entrées/sorties et de canaux. Chaque canal comporte 4 résonateurs couplés en ligne (fonction d'ordre 4 sans zéros de transmission) qui pourront être réalisés avec une polarisation d'un mode dual (TE_{11x} par exemple). L'autre polarisation (TE_{11y}) sera utilisée pour réaliser un autre canal.

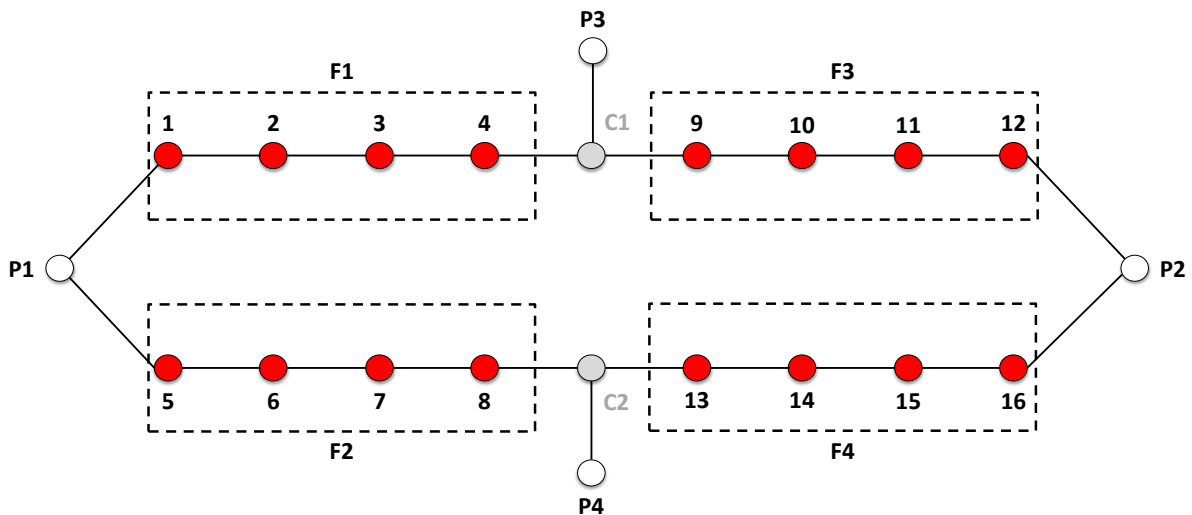


Figure III.38 : Première topologie de couplage du routeur 4 canaux

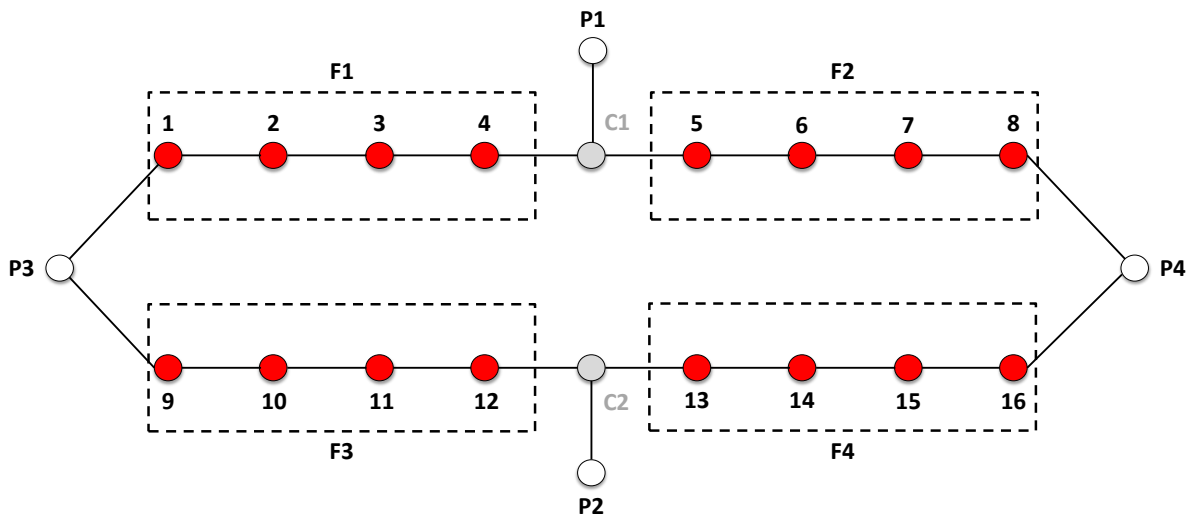


Figure III.39 : Deuxième topologie de couplage du routeur 4 canaux

Nous avons donc dans les deux cas une topologie en ligne respectant l'architecture de la figure III.37 :

Dans le premier cas, nous rentrons sur le port 1 avec un accès aux deux canaux F1 et F2 et à l'opposée sur le port 2 avec un accès aux canaux F3 et F4. Les canaux F1 et F3 sont regroupés au milieu de la structure sur le port 3 et les canaux F2 et F4 sur le port 4.

Dans le second cas, les entrées (ports 1 et 2) sont placées au milieu de la structure et les canaux sont répartis de manière à diriger les signaux filtrés vers les accès 3 et 4 placés aux extrémités de la structure. Dans ce cas, les canaux recombinaisonnés dans des cavités bimodes sont les canaux F1 et F3 d'une part, et les canaux F2 et F4 d'autre part.

Dans chaque cas, nous avons placé deux résonateurs communs C1 et C2 afin de combiner plus facilement les signaux au milieu de la structure. Ces résonateurs seront donc fortement couplés pour transmettre l'énergie dans les 2 bandes passantes.

La façon de combiner les canaux dans les structures bimodes est importante car chaque canal est filtré par une polarisation. Par conséquent si les bandes sont très éloignées, les polarisations devront être accordées sur des fréquences très différentes ce qui va introduire inévitablement un couplage entre les 2 polarisations, ce qui n'est pas souhaitable dans notre circuit. Pour cette raison, nous avons sélectionné la première topologie qui regroupe d'un côté les canaux F1 et F2 et d'autre part les canaux F3 et F4. A l'inverse, dans cette configuration, les résonateurs C1 et C2 seront plus fortement couplés puisque les canaux qu'ils recombinaisonnent ne sont pas contigus.

IV.2.2 Synthèse en éléments localisés

Afin de calculer les valeurs des couplages qui permettent de réaliser une fonction de transfert répondant au cahier des charges, nous reprenons la méthodologie d'optimisation utilisée pour le diplexeur précédent. Nous considérons donc le circuit équivalent passe-bande de la topologie présentée sur la figure III.38. Pour chaque canal, nous initialisons les éléments de la matrice de couplage généralisée par les valeurs de la matrice de couplage de chaque canal. De plus, pour tenir compte des décalages fréquentiels entre les deux canaux, nous initialisons les éléments diagonaux (M_{ii}).

Nous fixons la fréquence f_0 à 11.9 GHz. A l'aide de l'équation III.21, nous calculons les décalages fréquentiels suivant pour nos quatre canaux. Nous obtenons respectivement pour nos quatre fréquences -3.45, -1.15, 1.15 et 3.45. Ces valeurs correspondent aux valeurs normalisées des fréquences centrales des quatre canaux valant $F_1 = 11843 \text{ MHz}$, $F_2 = 11881 \text{ MHz}$, $F_3 = 11919 \text{ MHz}$ et $F_4 = 11957 \text{ MHz}$, respectivement.

On optimise ensuite tous les couplages du routeur à l'aide du logiciel *Agilent ADS* pour obtenir une réponse en fréquence du routeur qui respecte le cahier des charges. Après optimisation, la réponse en fréquence obtenue est donnée sur la figure III.40. La figure III.41 montre les transmissions des quatre canaux. La matrice de couplage correspondante (normalisée par rapport à $f_0 = 11900 \text{ MHz}$ et $\Delta f = 33 \text{ MHz}$) est donnée dans l'annexe 7.

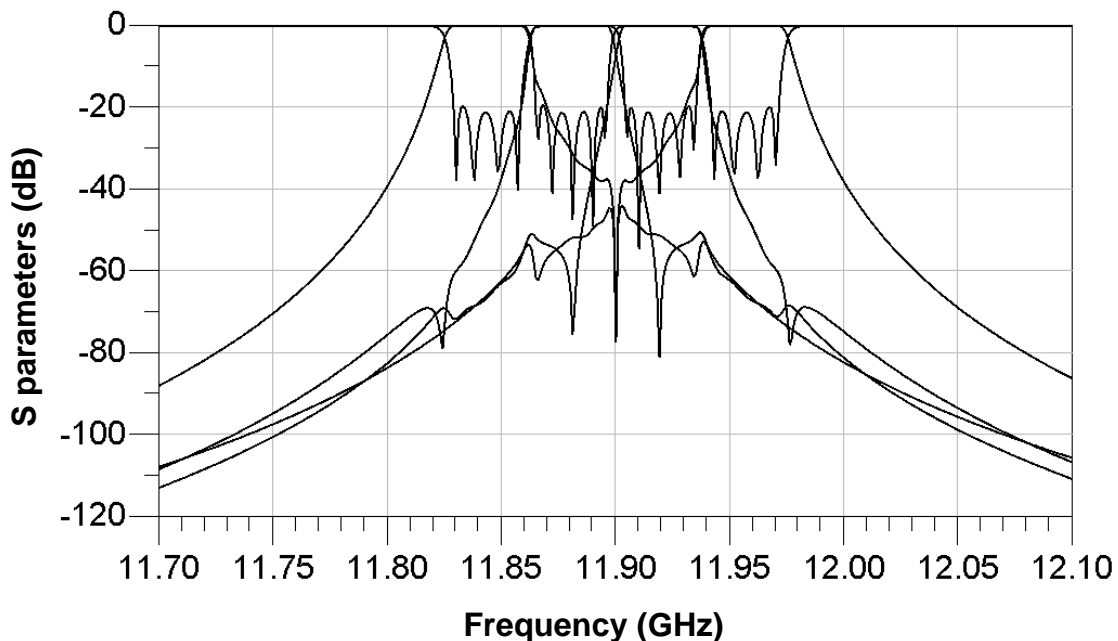


Figure III.40 : Réponse circuit optimisée de la topologie de couplage du routeur compact

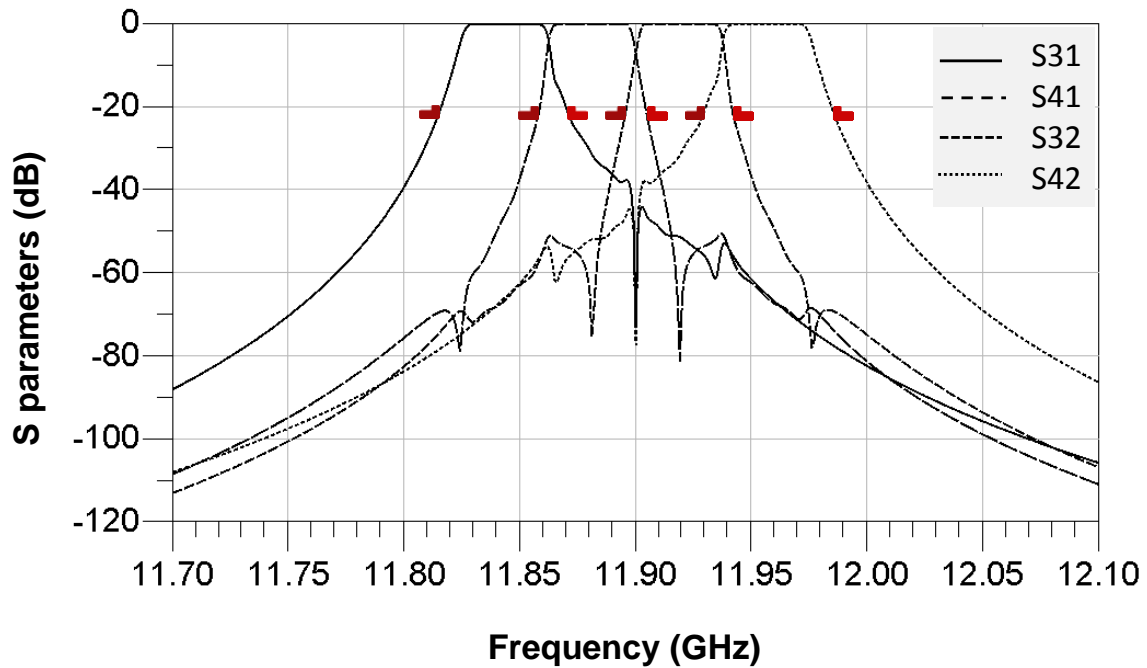


Figure III.41 : Réponse circuit transmissions des quatre canaux

Nous avons également relevé tous les coefficients de couplage et d'auto-couplage optimisés sous ADS. Ces coefficients sont présentés dans le tableau III.7.

Nous présentons sur les figures III.42 et III.43 respectivement les réponses S_{11} , S_{22} et les réponses S_{33} et S_{44} . Ces réponses nous montrent que le dispositif de routage réalise correctement la combinaison de signaux désirée avec deux entrées et deux sorties.

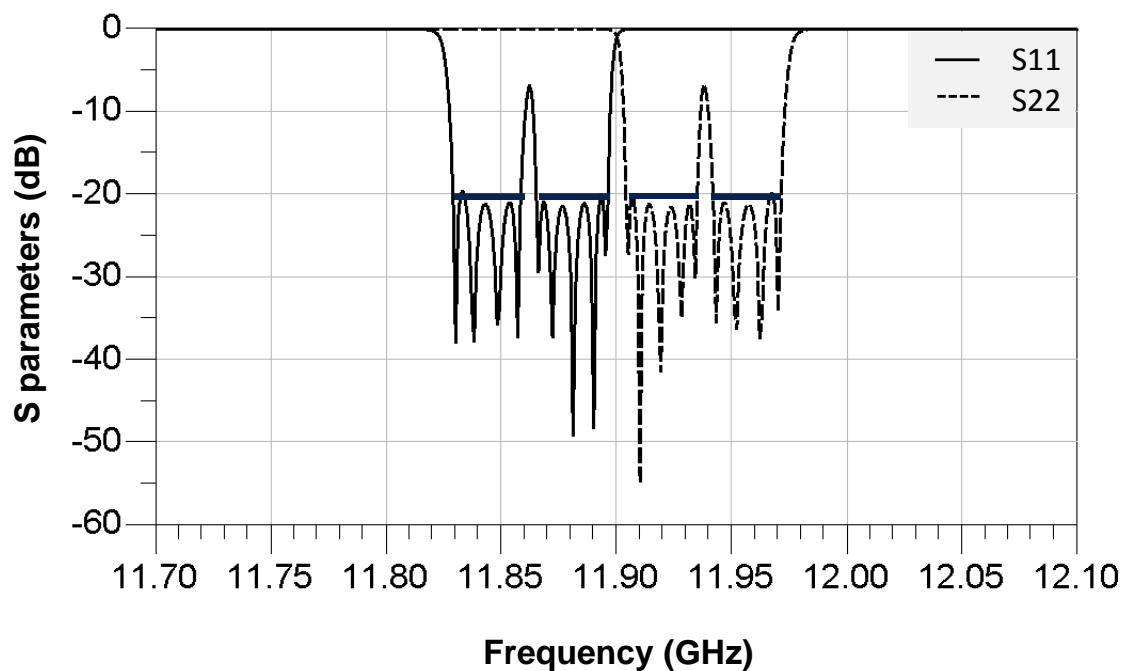


Figure III.42 : Réponse circuit en réflexion pour les ports 1 et 2

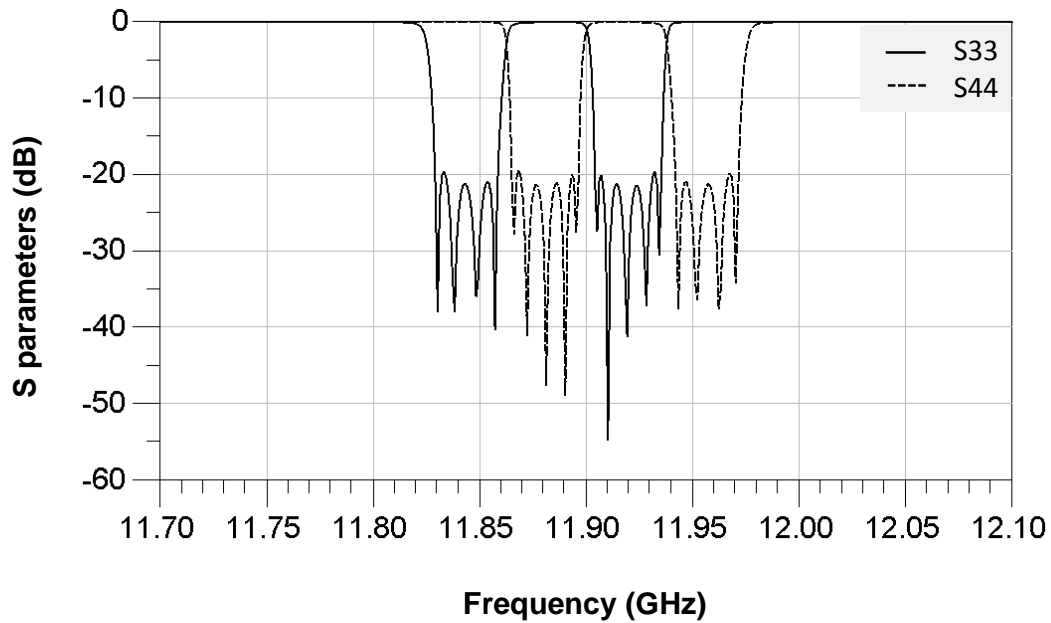


Figure III.43 : Réponse circuit en réflexion pour les ports 3 et 4

Couplages ports/résonateurs	Couplages entre résonateurs	Auto-couplage $M_{(i,i)}$
$M_{(P1,1)} = 1.010$	$M_{(1,2)} = 0.759$	$M_{(1,1)} = -3.838$
$M_{(P1,5)} = 1.010$	$M_{(2,3)} = 0.636$	$M_{(2,2)} = -3.460$
$M_{(P2,12)} = 1.010$	$M_{(3,4)} = 1.017$	$M_{(3,3)} = -3.215$
$M_{(P2,16)} = 1.010$	$M_{(4,C1)} = 2.360$	$M_{(4,4)} = -1.678$
$M_{(P3,C1)} = 1.383$	$M_{(5,6)} = 0.747$	$M_{(5,5)} = -0.753$
$M_{(P4,C2)} = 1.383$	$M_{(6,7)} = 0.582$	$M_{(6,6)} = -1.121$
	$M_{(7,8)} = 0.595$	$M_{(7,7)} = -1.183$
	$M_{(8,C2)} = 1.137$	$M_{(8,8)} = -1.167$
	$M_{(C1,9)} = 1.133$	$M_{(9,9)} = 1.162$
	$M_{(9,10)} = 0.593$	$M_{(10,10)} = 1.178$
	$M_{(10,11)} = 0.580$	$M_{(11,11)} = 1.117$
	$M_{(11,12)} = 0.745$	$M_{(12,12)} = 0.750$
	$M_{(C2,13)} = 2.350$	$M_{(13,13)} = 1.667$
	$M_{(13,14)} = 0.999$	$M_{(14,14)} = 3.216$
	$M_{(14,15)} = 0.629$	$M_{(15,15)} = 3.456$
	$M_{(15,16)} = 0.751$	$M_{(16,16)} = 3.835$
		$M_{(C1,C1)} = -1.140$
		$M_{(C2,C2)} = 1.079$

Tableau III.7 : Dimensions optimisées des coefficients de couplage

IV.3. Conception électromagnétique par segmentation

Nous passons ensuite à la conception électromagnétique du routeur compact qui va fonctionner sur le mode TE_{113} . Pour dimensionner cette structure, nous ne disposons pas d'outil d'identification. Nous allons donc, comme pour le multiplexeur, procéder par segmentation, afin de considérer des structures plus simples à régler avant de les assembler et d'optimiser finalement le dispositif complet.

Nous reprenons donc les étapes de dimensionnement du diplexeur de la partie précédente.

Le routeur est constitué de 9 cavités bimodes. Dans les quatre premières cavités, nous réglerons les canaux F1 et F2 chacun excitant une polarisation (horizontale et verticale). Les quatre dernières cavités correspondent aux canaux F3 et F4, de la même manière, chacun fonctionnant sur une polarisation particulière. Au centre de la structure, une cavité bimode au milieu comprenant les deux résonateurs C1 et C2 et les accès de sortie (P3 et P4) sera à ajuster. La figure III.44 présente une vue 3D du routeur complet.

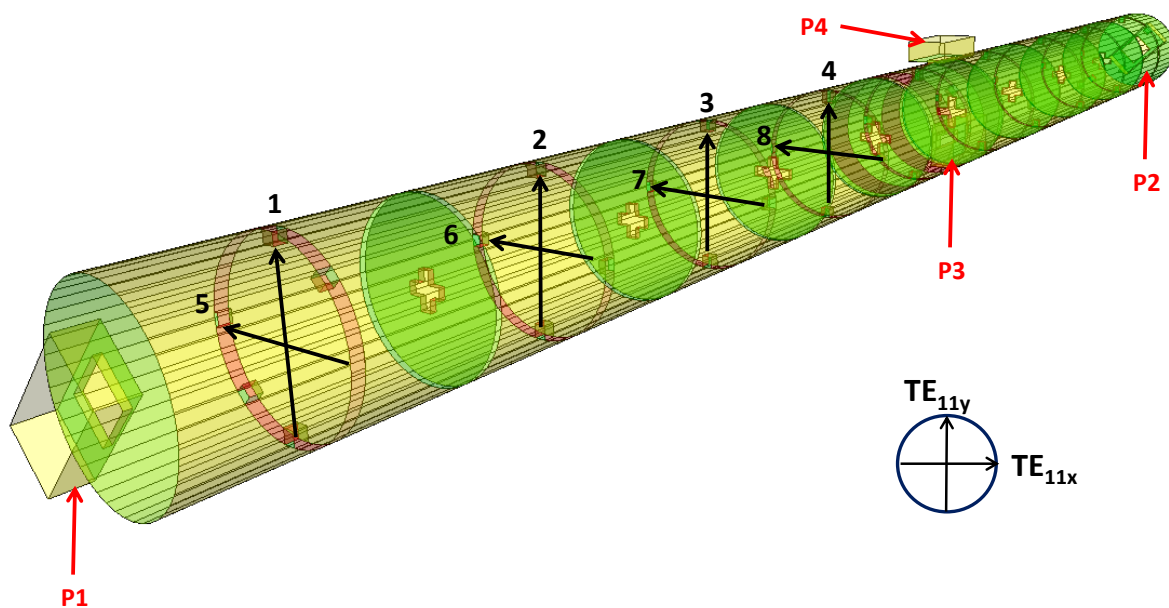


Figure III.44 : Structure électromagnétique du routeur compact

La vue 3D du routeur montre que la topologie de couplage présentée sur la figure III.38 est bien respectée. Nous excitions les canaux F1 et F2 avec le port 1 et les canaux F3 et F4 avec le port 2. Pour cela, deux iris d'excitation sont positionnés à 45° des polarisations. En

effet, les fréquences F1 et F3 sont polarisées selon TE_{11y} (vis à 90°) et les fréquences F2 et F4 selon TE_{11x} (vis à 0°). Les ports P3 et P4 sont respectivement à 0° et 90° .

Nous avons également symétrisé notre structure en positionnant des vis en vis-à-vis, ce qui permet aussi de diminuer leur enfoncement. Nous espérons ainsi limiter au maximum les couplages parasites pouvant intervenir entre les deux polarisations, idéalement orthogonales.

Dans les cavités placées aux extrémités, les iris d'excitation rompent la symétrie, par conséquent, nous rajoutons des vis à 45° pour compenser les couplages.

IV3.1. Dimensionnement des canaux

La première étape consiste à dimensionner les canaux indépendamment. Nous avons une structure correspondant à une topologie de couplage en ligne d'un filtre d'ordre 5 sans zéros de transmission. Nous réglons nos canaux par identification en prenant les coefficients de couplage réels donnés par l'optimisation du circuit équivalent réalisée sous ADS. La figure III.45 présente la vue 3D du canal F1.

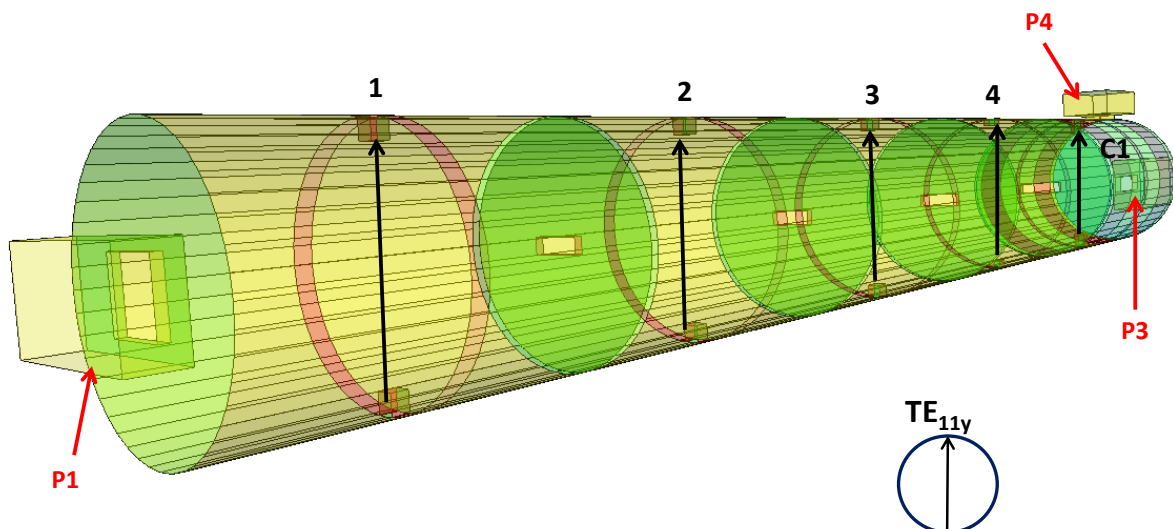


Figure III.45 : Structure électromagnétique du canal F1

Le canal F1 est donc polarisé selon TE_{11y} , les vis sont symétrisées et le port 1 n'est plus à 45° mais à 0° pour pouvoir exciter le bon mode.

Nous gardons également pour chaque réglage indépendant de canal la cavité du milieu avec les deux ports de sortie P3 et P4.

Nous procédons par identification de la matrice de coulage et nous observons la réponse obtenue sur la figure III.46. Nous donnons un autre exemple sur la figure III.47 pour le réglage du canal F2.

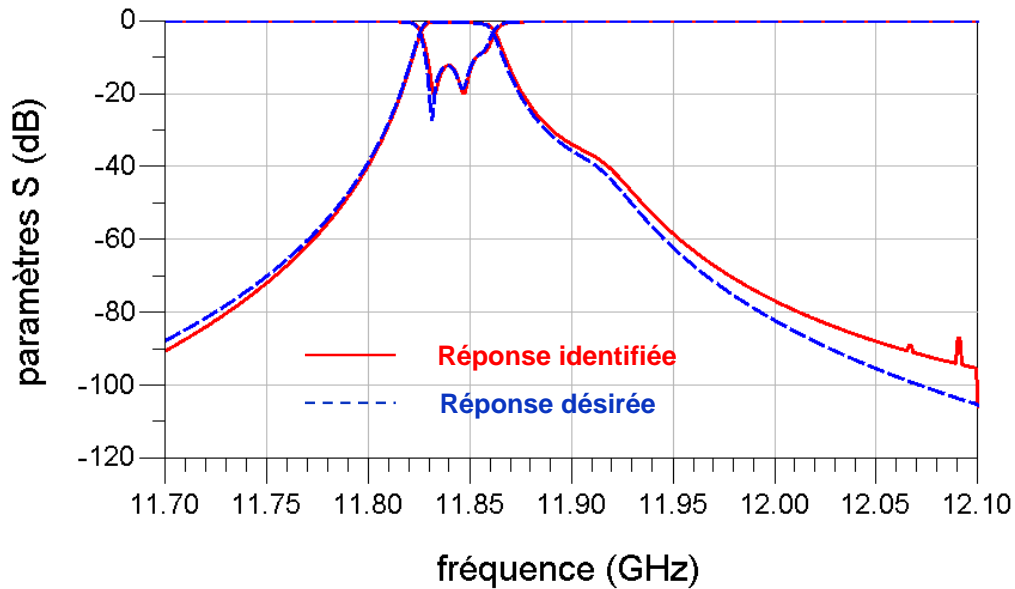


Figure III.46 : Réponse EM identifiée et réponse désirée du canal F1

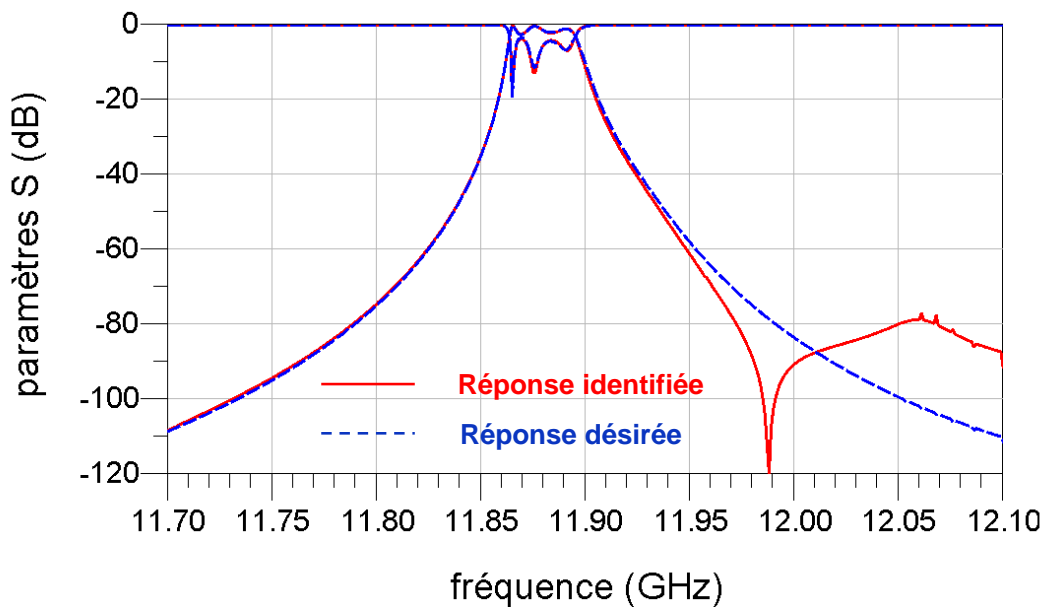


Figure III.47 : Réponse EM identifiée et réponse désirée du canal F2

Les quatre canaux sont donc réglés de cette façon. Nous conservons pour ces quatre canaux la longueur de la cavité du milieu afin de ne pas les dérégler. On peut noter également que nous commençons par le canal F2 dont la fréquence centrale est supérieure à celle du

canal F1 afin de fixer les longueurs de cavités pour la première partie. Le décalage fréquentiel entre F2 et F1 sera compensé par l'enfoncement des vis de réglage. De la même façon, nous réglons le canal F4 avant le canal F3. L'étape suivante va être d'associer ces quatre canaux et de régler le routeur complet.

IV.3.2. Optimisation du routeur complet

Nous passons donc à l'optimisation du routeur complet. Chaque canal ayant été réglé dans l'étape précédente, nous observons la réponse en fréquence du routeur complet avec les dimensions trouvées lors de l'étape précédente avant optimisation sur la figure III.48.

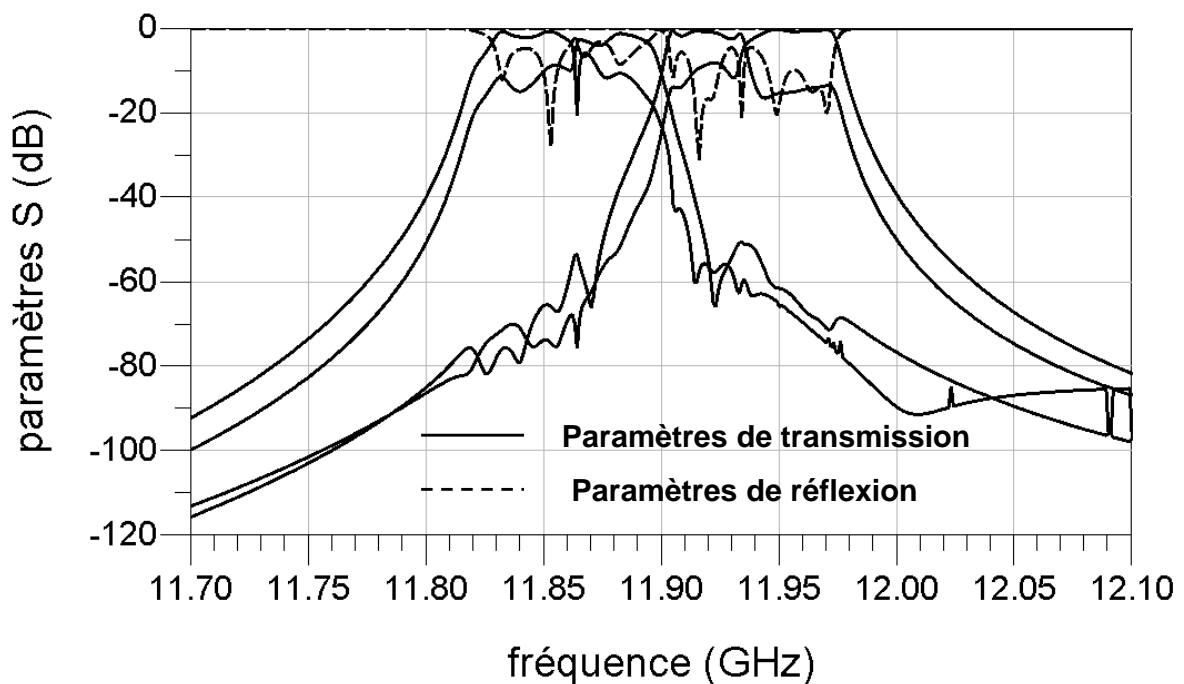


Figure III.48 : Réponse EM du routeur après segmentation

Cette réponse doit être optimisée pour satisfaire les spécifications. Nous effectuons l'optimisation finale à l'aide de l'optimiseur de type gradient du logiciel *Microwave Wizard* 7.0. La réponse après optimisation est donnée sur la figure III.49 ci-dessous.

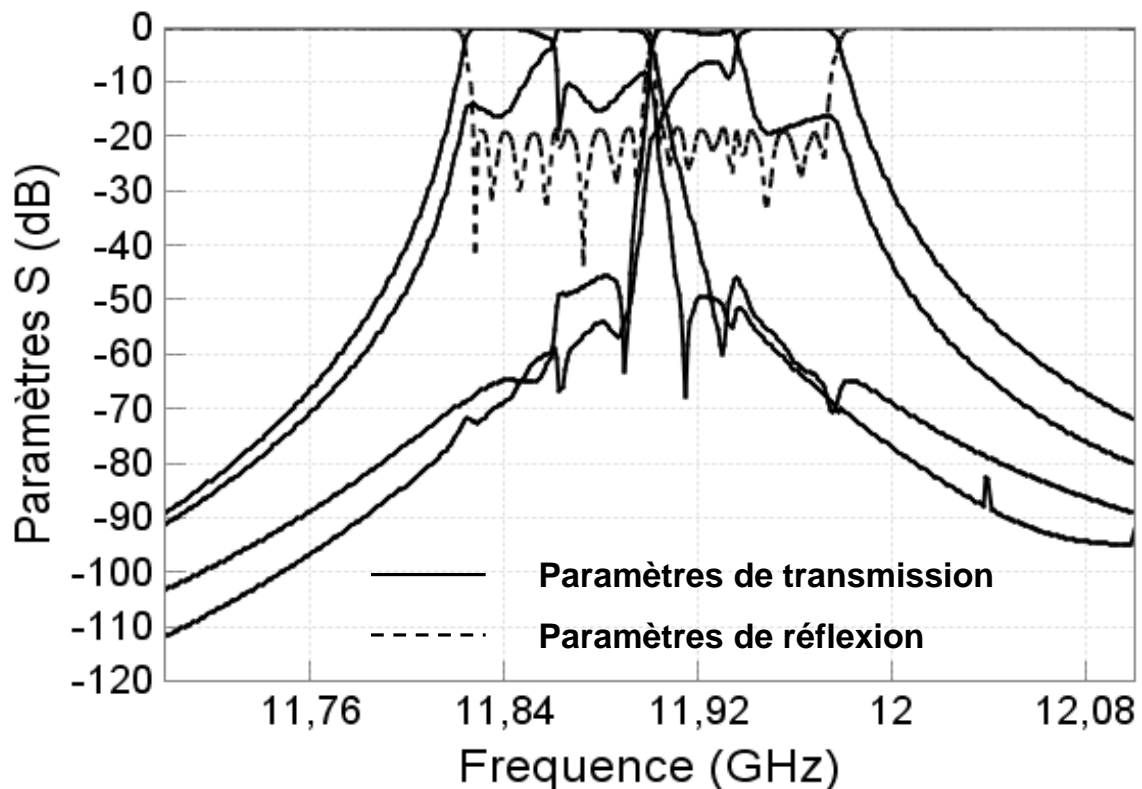


Figure III.49 : Réponse EM du routeur après optimisation

La remarque que nous pouvons faire suite à cette optimisation concerne l'interaction que peuvent avoir les canaux entre eux. Les canaux F1 et F2 d'une part et F3 et F4 d'autre part sont peu isolés, avec des niveaux de réjection relativement faibles dans la bande opposée. Nous pouvons en voir l'illustration sur la figure III.50 où nous avons rajouté les spécifications en transmission à -20 dB pour tous les canaux. Ceci est dû à l'architecture bimode employée. En effet, il est très difficile, même en symétrisant la structure, d'annuler parfaitement les couplages entre polarisations d'une cavité. Par conséquent, les couplages sont relativement importants d'autant plus que les canaux sont adjacents. Nous représentons également les réponses en réflexion avec les spécifications à -20 dB sur la figure III.51.

Deux solutions pour améliorer l'isolation entre canaux sont alors envisageables :

1. Introduire des vis de couplage dans les cavités intermédiaires, pour compenser les couplages entre polarisations comme dans les cavités d'entrée/sortie,
2. Combiner les canaux différemment en regroupant, comme sur la figure III.39, les canaux F1 et F3 d'une part et les canaux F2 et F4 d'autre part.

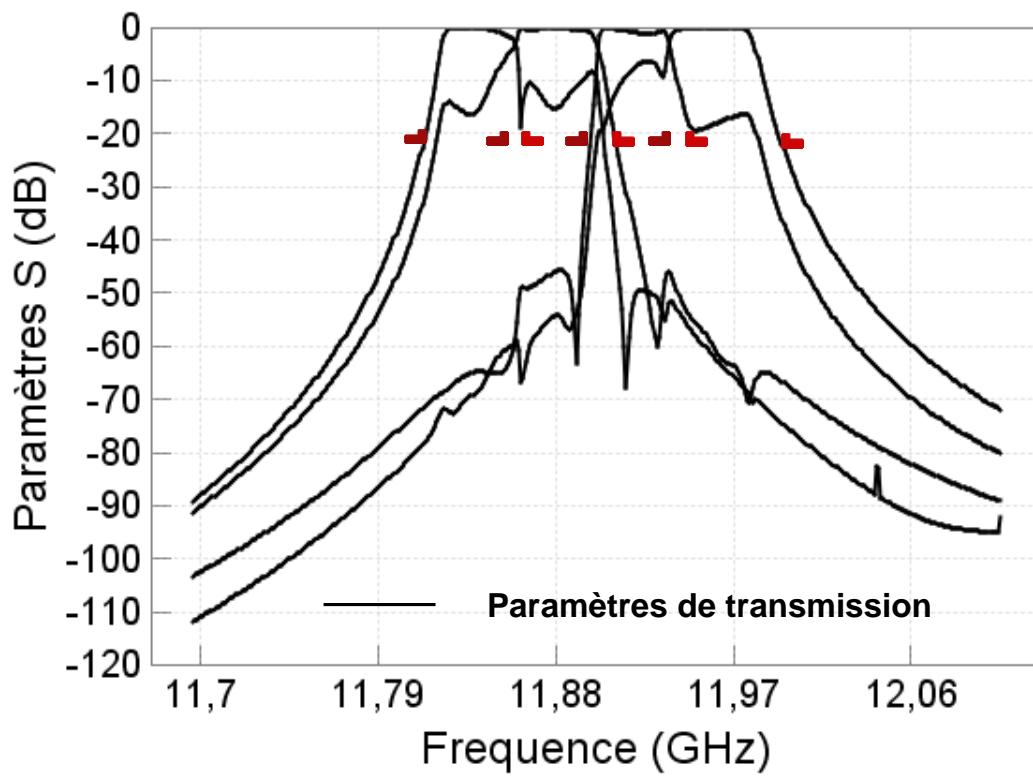


Figure III.50 : Réponse EM en transmission du routeur après optimisation

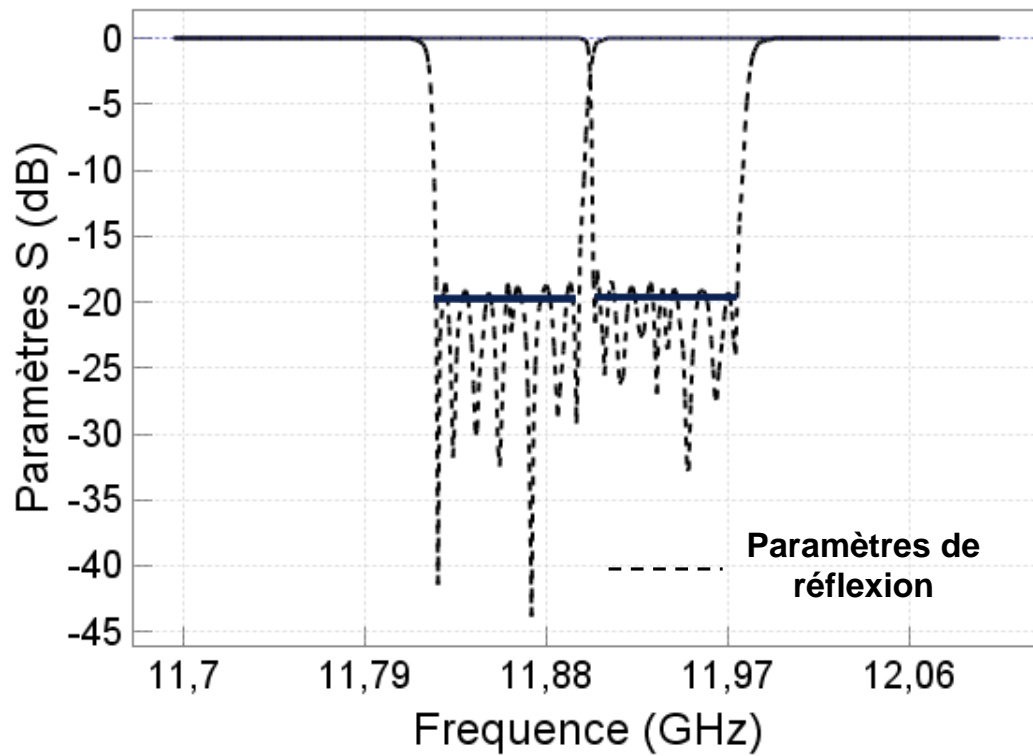


Figure III.51 : Réponse EM en réflexion du routeur après optimisation

V- Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents travaux réalisés sur le sujet des dispositifs de filtrage compacts.

Après un état de l'art sur les multiplexeurs compacts et des approches utilisées pour leur synthèse, nous avons présenté la conception et la caractérisation d'un diplexeur compact en technologie volumique bimode. Les travaux effectués précédemment par Hussein Ezzeddine ont montré que cette architecture permettait d'obtenir un gain en encombrement et en masse très intéressant sans altérer les performances électriques. Nous avons montré que l'interaction entre canaux pouvait être exploitée pour réduire le nombre de résonateurs dans la structure globale et conduire à une intégration encore plus forte du circuit.

En effet la sélectivité dans la bande passante opposée est renforcée par l'interaction entre canaux. Cette propriété nous permet d'obtenir la meilleure compacité et aussi de créer une fois les canaux reliés entre eux des zéros de transmission additionnels nous permettant de respecter le cahier des charges imposé. Nous avons effectué l'implémentation de ce diplexeur en bande Ka, bande de plus en plus utilisée dans les applications spatiales.

La deuxième partie de ce chapitre a porté sur l'étude d'un dispositif de routage compact avec deux entrées et deux sorties. Ce dispositif est une généralisation du concept des multiplexeurs compacts avec au moins deux voies en entrée et au moins deux voies en sortie. Une topologie de couplage originale a été mise en place en considérant quatre canaux avec une fonction pseudo-elliptique en ligne d'ordre 4 sans zéros de transmission. L'étude circuit a tout d'abord montré la faisabilité d'un tel dispositif. Ensuite, nous avons implémenté cette topologie en cavités bimodes. Nous avons pu remarquer la difficulté à implémenter une telle structure du fait de l'interaction que peuvent avoir les canaux entre eux. Différentes pistes sont toutefois envisagées afin de limiter au maximum ces interactions.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les dispositifs de filtrage dans le domaine spatial doivent répondre à de nombreuses spécifications en termes de performances électriques mais aussi d'encombrement et de masse notamment pour réduire les coûts de conception et d'exploitation des satellites.

Le développement de nouvelles architectures de circuit plus compactes nécessite de mettre au point des techniques de synthèse appropriées pour aboutir à des performances optimisées.

Au cours de cette thèse, effectuée dans le cadre d'actions de R&T du Centre National d'Etudes Spatiales (CNES), différentes contributions à la conception de nouveaux dispositifs de filtrage et de multiplexage hyperfréquences ont été apportées, dans le but d'améliorer les performances ou de simplifier les architectures des systèmes de télécommunications.

La première contribution a concerné le développement d'un dispositif de contrôle de phase permettant de déplacer les résonances parasites apparaissant dans la réponse de multiplexeurs de sortie de satellites sur manifold.

La seconde contribution a concerné le développement de dispositifs de multiplexage et de routage compacts.

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, un nouvel élément pour la conception des multiplexeurs de sortie sur manifold a été proposé. Cet élément permet de contrôler la position de phénomènes parasites dus au manifold. L'élément est une discontinuité conçue à base de guides rectangulaires remplaçant un guide de calage de section uniforme. Pour développer cet élément, nous avons procédé par différentes étapes. Tout d'abord, nous avons réglé un cas test d'OMUX 3 canaux en bande Ku. Ce réglage nous a permis de définir un modèle d'OMUX simplifié qui permet de caractériser tous les types de phénomènes parasites qui nous intéressent. Ensuite, nous avons travaillé sur l'identification des pics manifold par des méthodes de segmentation de la structure globale de l'OMUX. Nous avons également étudié les conditions d'apparition des phénomènes. Cela nous a permis d'avoir une bonne

compréhension de l'origine des pics manifold pour proposer un élément idéal puis la double discontinuité en guide d'onde.

Afin de ne pas trop perturber le réglage initial de l'OMUX en dimensionnant la double discontinuité, nous avons proposé une fonction d'optimisation prenant en compte l'impédance vue par les autres canaux. Les résultats présentés montrent que nous pouvons dimensionner et optimiser cet élément pour déplacer tout type de pic manifold sans désadapter les autres canaux de l'OMUX.

Le dernier chapitre a été consacré à la description des travaux effectués sur les dispositifs de filtrage compacts. La conception d'un diplexeur et d'un routeur compacts composés exclusivement de résonateurs couplés 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. Pour le diplexeur compact, nous avons exploité l'interaction entre canaux pour renforcer la sélectivité dans la bande passante opposée et obtenir une meilleure compacité. Le dimensionnement d'un dispositif compact de routage est une chose inédite à ce jour. L'implémentation de ce circuit en cavités bimodes nous a permis de montrer la faisabilité du concept qui généralise le concept des multiplexeurs compacts avec au moins deux voies en entrée et deux voies en sortie.

Ces travaux de recherche offrent plusieurs perspectives d'études.

En ce qui concerne la discontinuité permettant de gérer les pics manifold, la première perspective est d'appliquer cet élément à la conception d'un multiplexeur de sortie possédant un nombre de canaux plus important (au-delà d'une dizaine). Ce cas serait représentatif des multiplexeurs réalisés et cela nécessiterait cette fois de placer précisément les pics manifold dans une région libre du spectre. Une autre perspective serait d'étudier un dispositif hyperfréquence permettant d'introduire un canal supplémentaire à un multiplexeur existant. L'idée suit en effet la même logique puisqu'il s'agit de conserver les impédances vues par les autres canaux lorsque le canal supplémentaire est ajouté au multiplexeur existant. Cette approche représenterait un pas vers une conception standardisée de multiplexeurs.

Concernant les travaux effectués sur les multiplexeurs et routeurs compacts, une méthodologie de synthèse basée sur le calcul polynômial des paramètres de répartition est en cours de développement par l'INRIA. Cette méthodologie permettra une synthèse 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. Concernant l'implémentation des routeurs compacts en cavités bimodes, des améliorations restent à apporter sur la maîtrise du couplage entre polarisations pour garantir l'isolation entre canaux. Une généralisation du concept pour augmenter le nombre de voies en entrée et en sortie est aussi envisagée.

RÉFÉRENCES

[1] Satellites de télécommunication:

<http://www.centraphone.fr/satellite.htm>

[2] 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>

[3] 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

[4] Encyclopédie libre wikipédia :

http://fr.wikipedia.org/wiki/Orbite_de_Molniya

[5] Encyclopédie libre wikipédia :

http://fr.wikipedia.org/wiki/Satellite_de_t%C3%A9l%C3%A9communications

[6] 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

[7] P. Ramat

« Les télécommunications spatiales »

<http://www.francetelecom.com/sirius/rd/fr/memento/memento4/m4chap2.pdf>

[8] H. Ezzeddine

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

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, 2011

[9] G. Maral, M. Bousquet

« Satellite communications systems : systems, techniques and technologies »

Wiley, 5th edition, 2009

[10] G.L. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones

« Microwave filters, impedance matching and coupling structures »

Artech House Books, Dectham, MA

[11] P. Guillon

« In dielectric resonators »

Artech House, Dectham, MAZ, 1986

[12] 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

[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] 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

[15] 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

[16] 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>

[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] 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

[19] 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

[20] 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

[21] J.D. Rhodes and R. Levy

« A generalized multiplexer theory »

IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 27 no. 2, pp. 99-111, Feb 1979

[22] 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

[23] P.F. Combes

« Micro-ondes, 2. Circuits Passifs, propagation, antennes»

Editions Dunod.

[24] Microwave Encyclopedia Microwaves101

<http://www.microwaves101.com/encyclopedia/circulators.cfm>

[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] Richard J. Cameron and Ming Yu

« Design of Manifold-Coupled Multiplexers »

IEEE Microwave magazine Oct. 2007, pp. 46-59

[27] X.P. Liang, K.A. Zaki, A.E. Atia

"Channel Expansion and Tolerance Analysis of Waveguide Manifold Multiplexers"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.40, n°7, July 1992,
pp.1591-1594

[28] R. Levy

« Analytical Design Of Contiguous Multiplexers »

IEEE MTT-Symposium, 1999

[29] 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.

[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] 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

[32] G. Macchiarella, S. Tamiazzo

« Synthesis of microwave duplexers using fully canonical microstrip filters »

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 721-724, 2009

[33] A.R. Harish, J.S.K. Raj

« A direct method to compute the coupling between non identical microwave cavities »

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, n°12, Dec. 2004

- [34] **D. Bariant, S. Bila, D. Baillargeat, S. Verdeyme, P. Guillon**
« Fast and accurate CAD of narrow band waveguide filters applying an electromagnetic segmentation method »
IMS 2002, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, USA, June 2-7, 2002
- [35] **S. B. Cohn**
« Direct coupled resonator filters »
Proceedings of the IRE, February 1957, vol. 45, pp.187-196
- [36] **J.D. Rhodes**
« Theory on electrical filters »
Wiley Interscience, John Wiley & Sons – 1976
- [37] **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
- [38] **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
- [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] **F. Seyfert, S. Bila**
« General synthesis techniques for coupled resonator networks »
IEEE Microwave Magazine, Vol.8, Issue 5, pp.98-104
- [41] **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
- [42] **L. Baratchart, J. Grimm, J. Leblond, M. Olivi, F. Seyfert, F. Wielowsky**
« Identification d'un filtre hyperfréquence par approximation dans le domaine complexe »
- [43] **J. Sombrin**
« Analyse, synthèse, identification des paramètres et simulation des filtres hyperfréquences »
CNES
- [44] **E.G. Cristal, G.L. Matthaei**
« A technique for the design of multiplexers having contiguous channels »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, January 1964, pp.88-93

[45] A.E. Atia

« Computer-aided design of waveguide multiplexers »

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, March 1974, pp.332-336
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 49, no. 2, pp. 321–327, Feb. 2001

[46] P. Guillot, H. Baudrand, S. Vigneron, B. Theron

« Complete design for five pole in line elliptical filter »

IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 1995

[47] D. Bariant, S. Bila, D. Baillargeat, S. Verdeyme, P. Guillon, D. Pacaud, J.J. Herren

« Method of spurious mode compensation applied to manifold multiplexer design »

IMS 2002, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, USA, June 2-7, 2002

[48] Hai. Hu, Ke-Li. Wu

« Diagnosis and remedy of manifold spurious mode resonance in waveguide multiplexers »

Asia-Pacific Microwave Conference, 2011

[49] Hai. Hu, Ke-Li. Wu

« Coping with Spurious Effects in Full-wave Electromagnetic Design of A Wide-band Waveguide Multiplexer »

IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2012

[50] μ Wave Wizard, v7.0, Mician GmbH, Bremen, Germany

[51] N. Marcuvitz

« Waveguide Handbook »

New York: McGraw-Hill, 1951

[52] 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.

[53] 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.

[54] K. Chang, C. SUN

« Millimeter-Wave Power-Combining Techniques »

IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. MTT-31, NO. 2, February 1983

[55] <http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/coupler-combiner-splitter/wilkinson-splitter-combiner-divider.php>

[56] T. Skaik, M.J. Lancaster, F. Huang
« Coupled-Resonator 3-dB Power Divider »
Passive RF and Microwave Components

[57] A.B. Jayyousi, M.J. Lancaster
« A gradient-based optimization technique employing determinants for the synthesis of
microwave coupled filters »
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, USA, vol. 3, pp. 1379-1372, June 2004

[58] K.Frigui
« Synthèse de filtres bandes optimisés en pertes & Modélisation numérique multiphysique
du phénomène de claquage dans les filtres d'OMUX »
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, 2009
Disponible sur : <http://epublications.unilim.fr/theses/2009/frigui-kamel/frigui-kamel.pdf>

[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 conférences internationales
avec comité de lecture

P. Mazet, S. Bila, S. Verdeyme, D. Pacaud, J. Puech, L. Estagerie

« A Novel Phase Control Element for the Improved Design of Manifold Output Multiplexers »

International Workshop on Microwave Filters, Toulouse, France, October 1-3, 2012

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

« Advanced Design of Compact Microwave Diplexers and Triplexers for Space Applications »

International Workshop on Microwave Filters, Toulouse, France, October 1-3, 2012

H. Ezzeddine, P. Mazet, S. Bila, S. Verdeyme, D. Pacaud, J. Puech, L. Estagerie

« Advanced Design of Compact Multiplexers for Space Applications »

EuMC Workshop “Advances of N-port Networks for Space Applications”, European Microwave Week / European Microwave Conference, EuMW / EuMC, Amsterdam, Netherlands, October 28- November 2, 2012

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

« Design of a Compact Dual-Band Diplexer with Dual-Mode Cavities »

European Microwave Week / European Microwave Conference, EuMW / EuMC, Amsterdam, Netherlands, October 28- November 2, 2012

ANNEXES

I- Annexe 1

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

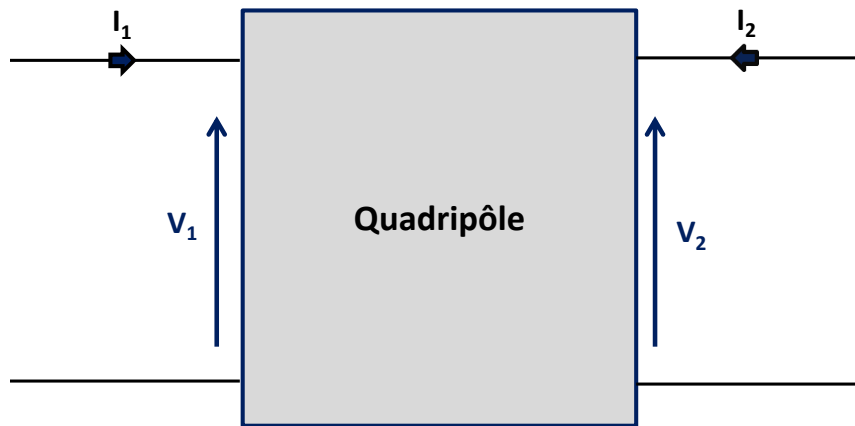


Figure A1.1 : Schéma de principe d'un quadripôle

$E(f)$ 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.

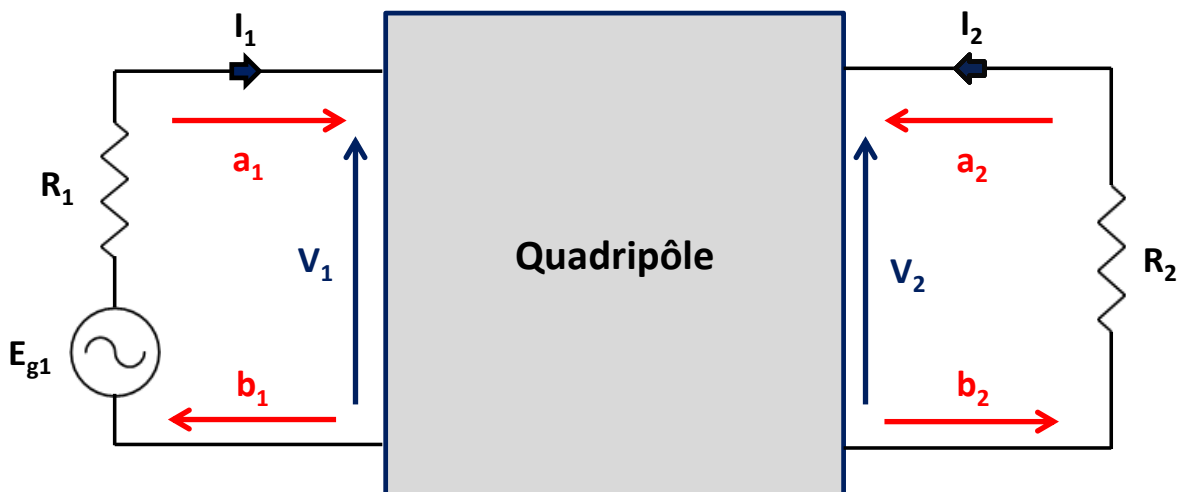


Figure A1.2 : Schéma d'un quadripôle alimenté

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 :

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

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

$$[b] = [S] \cdot [a] \tag{A1.2}$$

Avec,

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

En développant cette équation matricielle, on obtient :

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

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

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

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

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

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

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 :

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

Si le filtre est adapté en sortie.

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

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

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 ε 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 ε 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 :

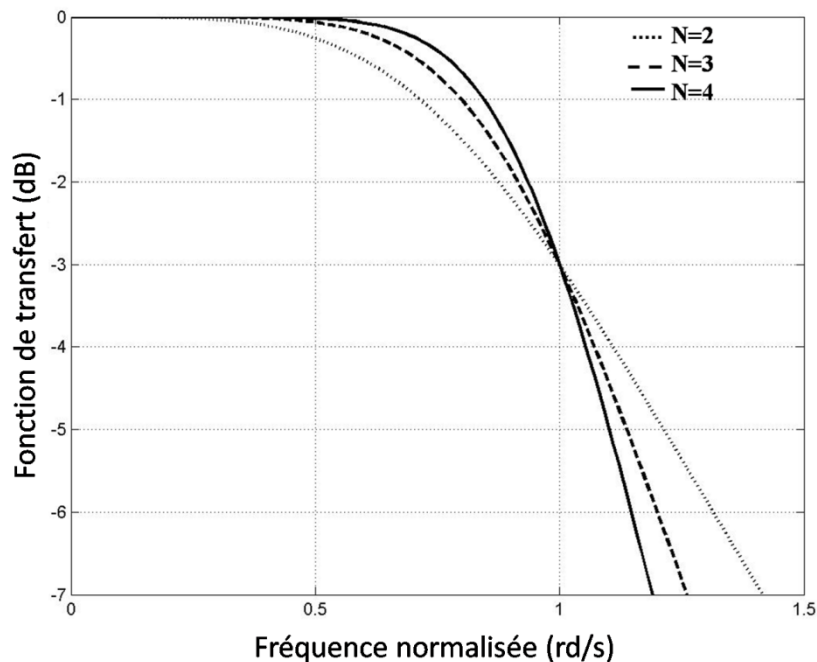


Figure A1.3 : Fonction de transfert d'un prototype passe-bas de type Butterworth pour différents ordres

On voit que pour $\omega=1$ rd/s, $|H(j\omega)|_{dB} = -3$ 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 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 ϵ 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 :

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

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

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

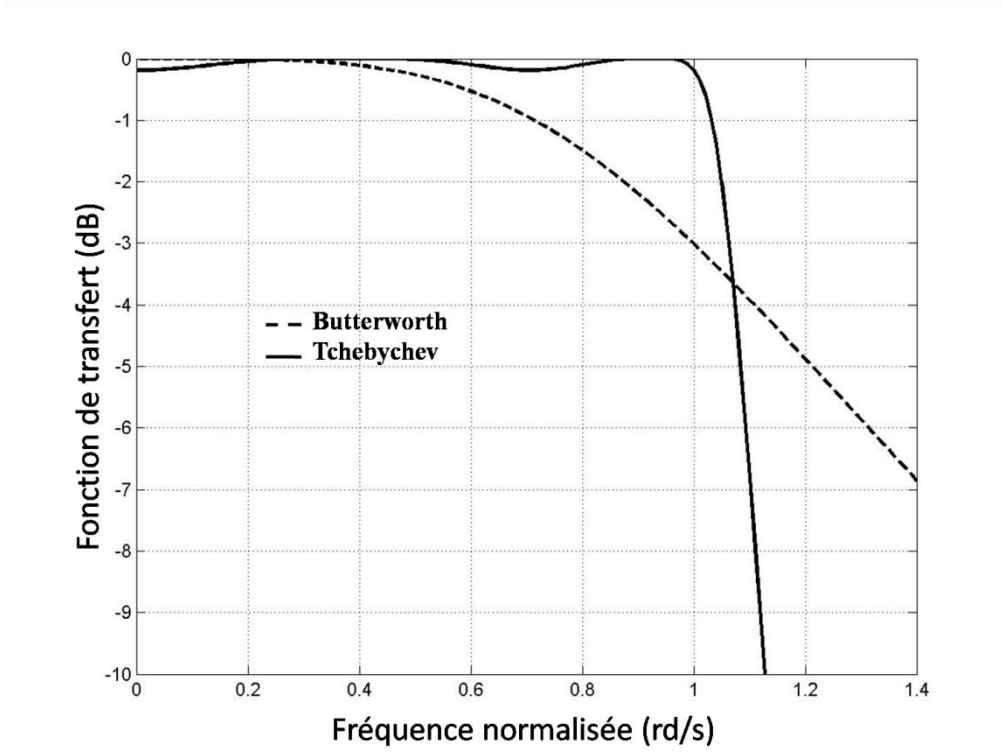


Figure A1.4 : Comparaison entre les fonctions de transfert Butterworth et Tchebychev pour $n=2$

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 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,

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

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.

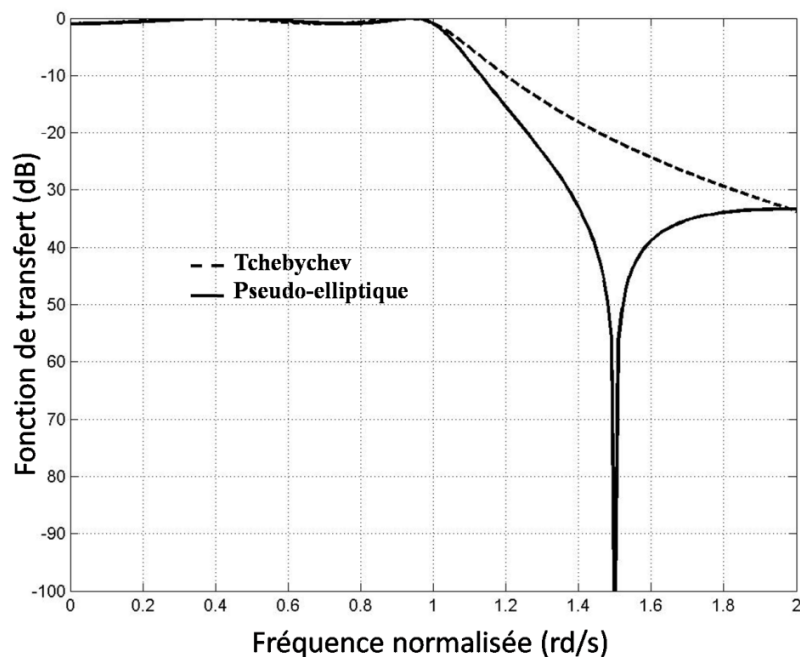


Figure A1.5 : Comparaison entre les fonctions Tchebychev et pseudo-elliptique pour $n=4$

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

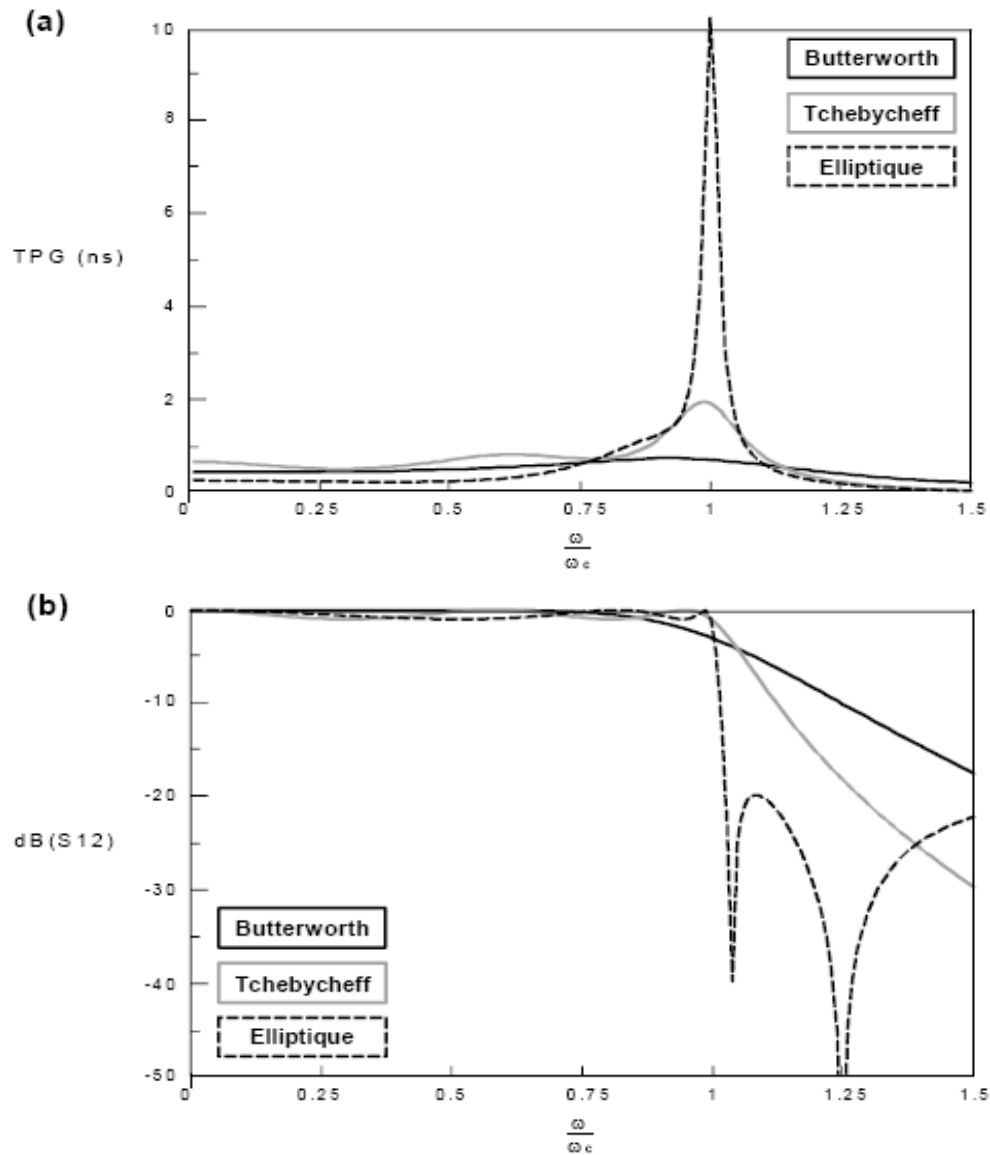


Figure A1.6 : Comparaison entre les trois fonctions usuelles : (a) en *TPG* ; (b) en module [17]

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 .

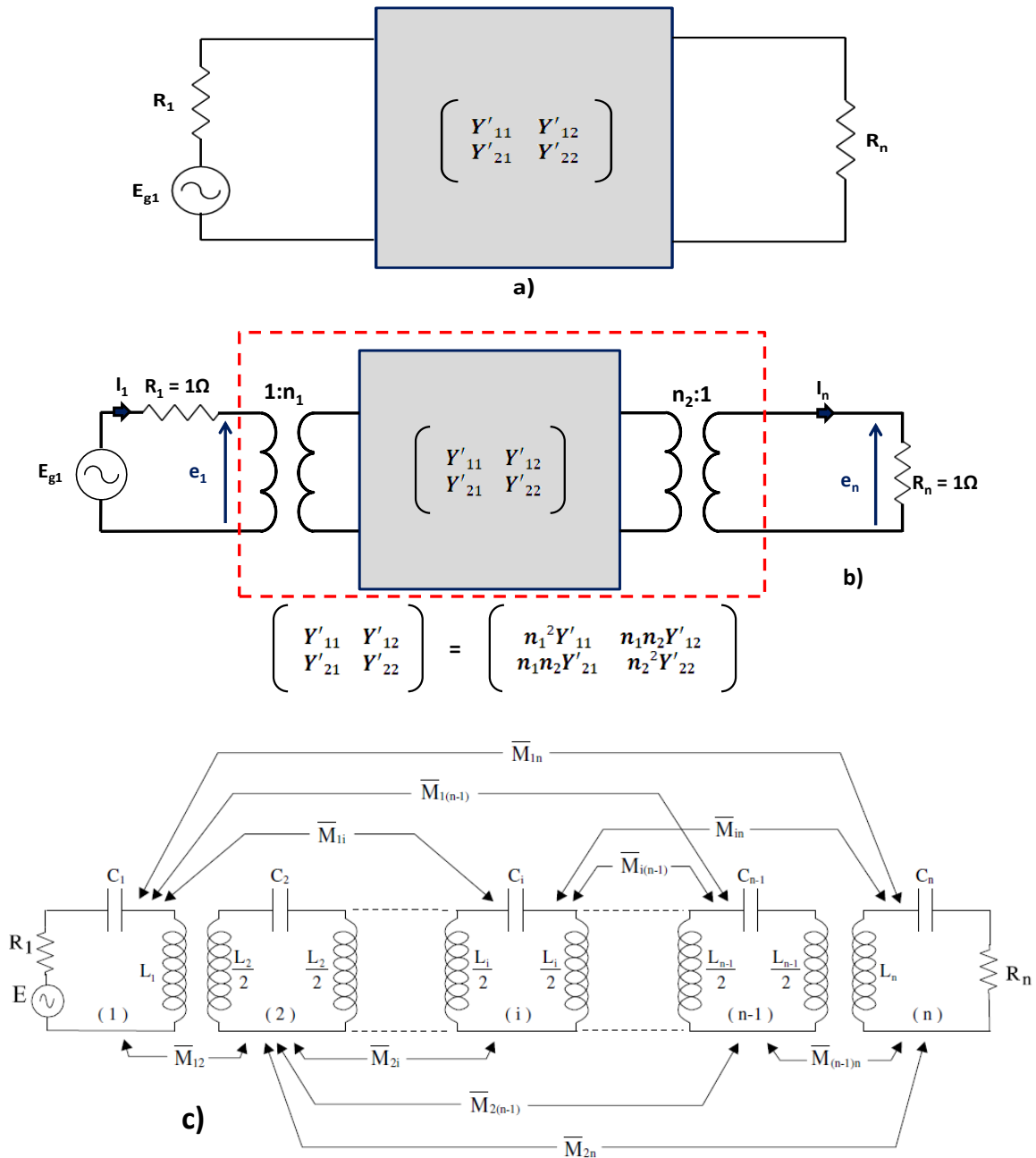


Figure A2.1 : circuit équivalent d'un filtre N pôles à bande étroite sans pertes, (a) : réseau équivalent entre R_I et R_n ; (b) : normalisation des impédances d'entrée/sortie par utilisation de transformateurs ; (c) : circuit équivalent détaillée

L'impédance d'entrée Z_{11} du quadripôle est calculée en fonction des admittances en court-circuit avec la formule suivante :

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

Si R_N est normalisée à 1Ω (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

$$Z_{11}(p) = \frac{n_1 * \left[\frac{m_1}{n_1} + 1 \right]}{m_2 + n_2} \quad (A2.7)$$

En comparant (A2.1) et (A2.7) on peut en déduire que

$$y_{22} = n_1/m_1 \quad (A2.8)$$

Et

$$y_{21} = P(p)/\epsilon m_1 \quad (A2.9)$$

Si N est impair, on pose

$$Z_{11}(p) = \frac{m_1 * \left[\frac{n_1}{m_1} + 1 \right]}{m_2 + n_2} \quad (A2.10)$$

Alors,

$$y_{22} = m_1/n_1 \quad (A2.11)$$

Et

$$y_{21} = P(p)/\epsilon n_1 \quad (A2.12)$$

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 :

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} e_1 \\ e_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_1^2 * y'_{11} & n_1 n_2 * y'_{12} \\ n_1 n_2 * y'_{21} & n_2^2 * y'_{22} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} e_1 \\ e_N \end{bmatrix} \quad (A2.13)$$

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 :

$$M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & \dots & \dots & M_{1N} \\ M_{12} & M_{22} & & & \\ \vdots & & \ddots & & \\ \vdots & & & \ddots & \\ M_{1N} & & & & M_{NN} \end{bmatrix} \quad (A2.15)$$

$$R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & & & \\ \vdots & & \ddots & & \\ \vdots & & & \ddots & \\ 0 & & & & R_N \end{bmatrix} \quad (A2.16)$$

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} :

$$y_{21}(p) = \frac{i_N}{e_1} |_{R_1, R_N=0} = j[-M - \omega I]_{N1}^{-1} \quad (A2.17)$$

$$y_{22}(p) = \frac{i_N}{e_N} |_{R_1, R_N=0} = j[-M - \omega I]_{NN}^{-1} \quad (A2.18)$$

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 :

$$\Lambda = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_N] \quad (A2.20)$$

λ_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 λ_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:

$$T_{Nk} = \sqrt{r_{22k}} \quad (A2.27)$$

Et

$$T_{1k} = \frac{r_{21k}}{T_{Nk}} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}} \quad k = 1, 2, 3, \dots, N \quad (A2.28)$$

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

La figure A3.1 montre l'organigramme du code de Mode Matching MORPHEUS, dédié à l'analyse d'une cavité cylindrique court-circuitée, connectée à un guide rectangulaire, par un iris rectangulaire. Ce code est développé en FORTRAN 90, analyse les deux types de discontinuités (rectangulaire-rectangulaire et rectangulaire-circulaire) et permet de les connecter afin de connaître la réponse globale de la cavité court-circuitée.

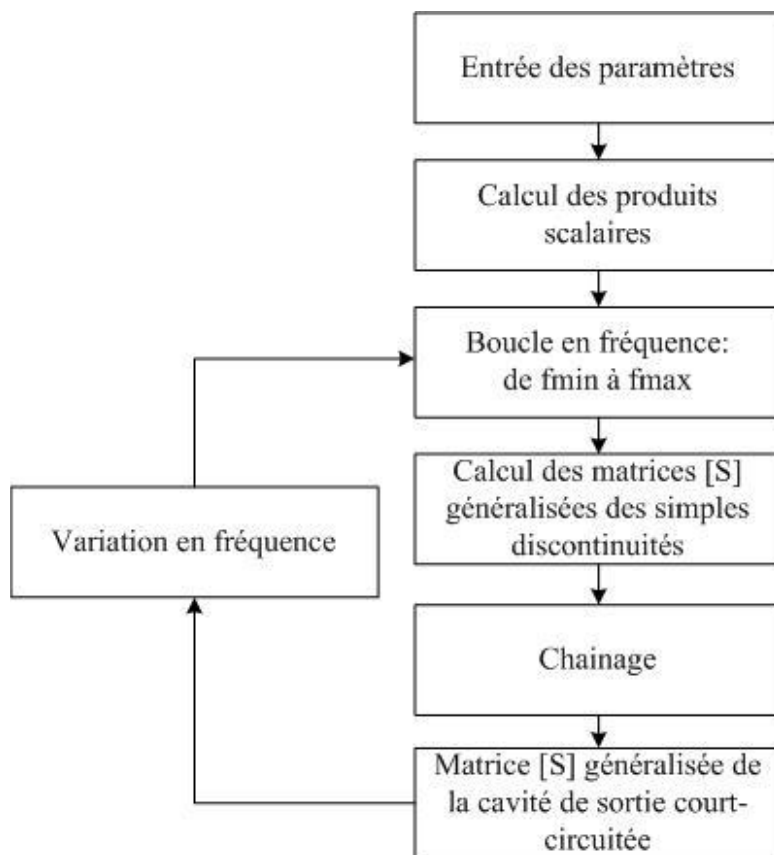


Figure A3.1 : Organigramme du code MORPHEUS [2]

La figure A3.2 présente l'organigramme de fonctionnement de l'inverseur dynamique complet intégrant le code MORPHEUS.

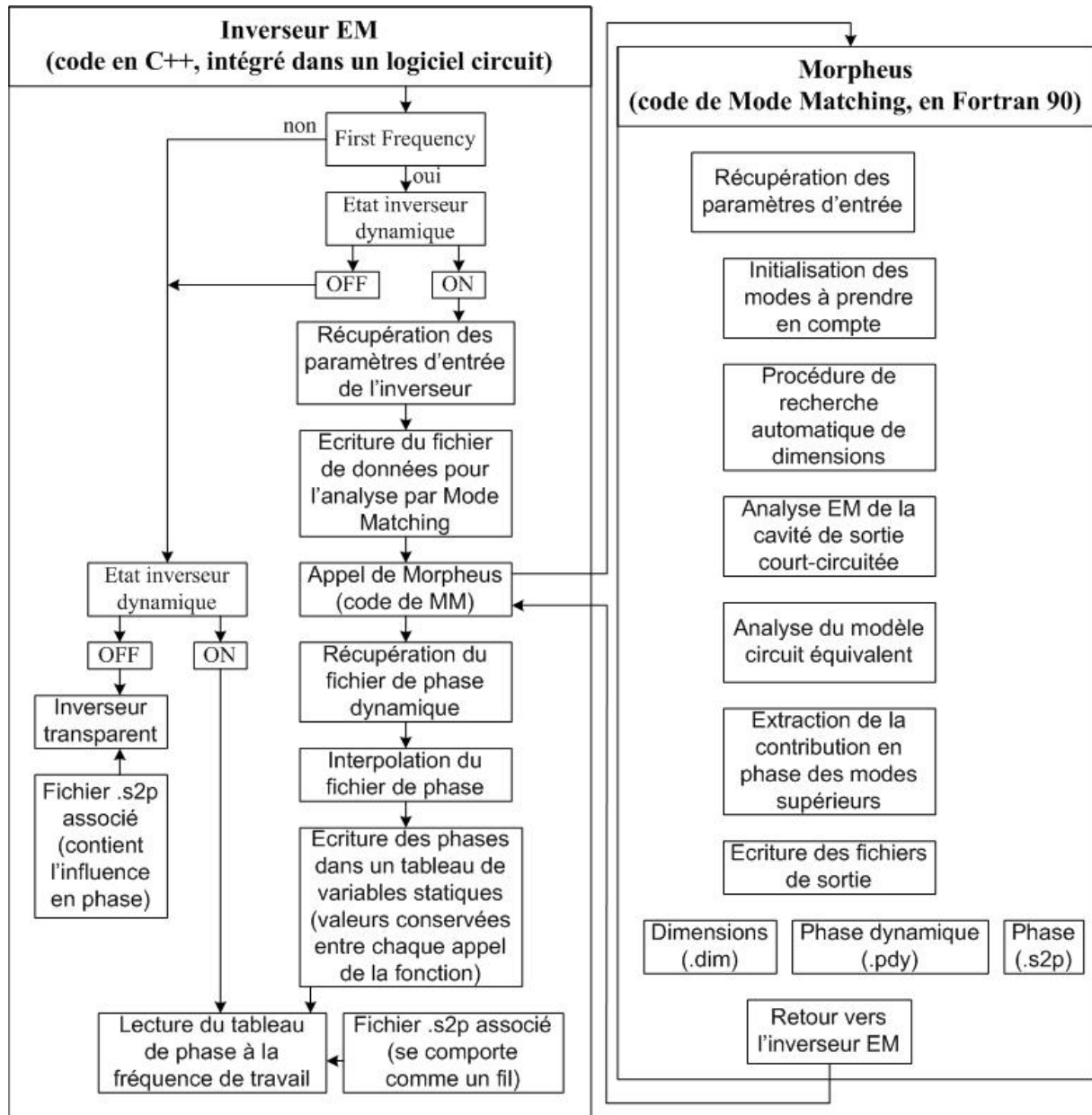


Figure A3.2 : Organigramme de l'inverseur dynamique [2]

IV- Annexe 4

Cette annexe présente l'étude paramétrique effectuée sur un des deux steps idéaux conçus. Cette étude consiste à faire varier chaque paramètre de la discontinuité de +/- 20%. Toutes les courbes sont regroupées sur un même graphique. Nous avons repéré la première, la dernière valeur et la valeur que l'on a conservé suite au dimensionnement (appelée valeur optimisée) du step. Nous faisons apparaître également les courbes pour le guide uniforme de longueur LV3 qui nous sert de référence. L'étude paramétrique porte sur le coefficient de réflexion de l'ensemble té+step à l'interface entre le té et le filtre de canal 3 en module et en phase (S_{22} dans nos simulations).

VI.1. Etude de la longueur L2

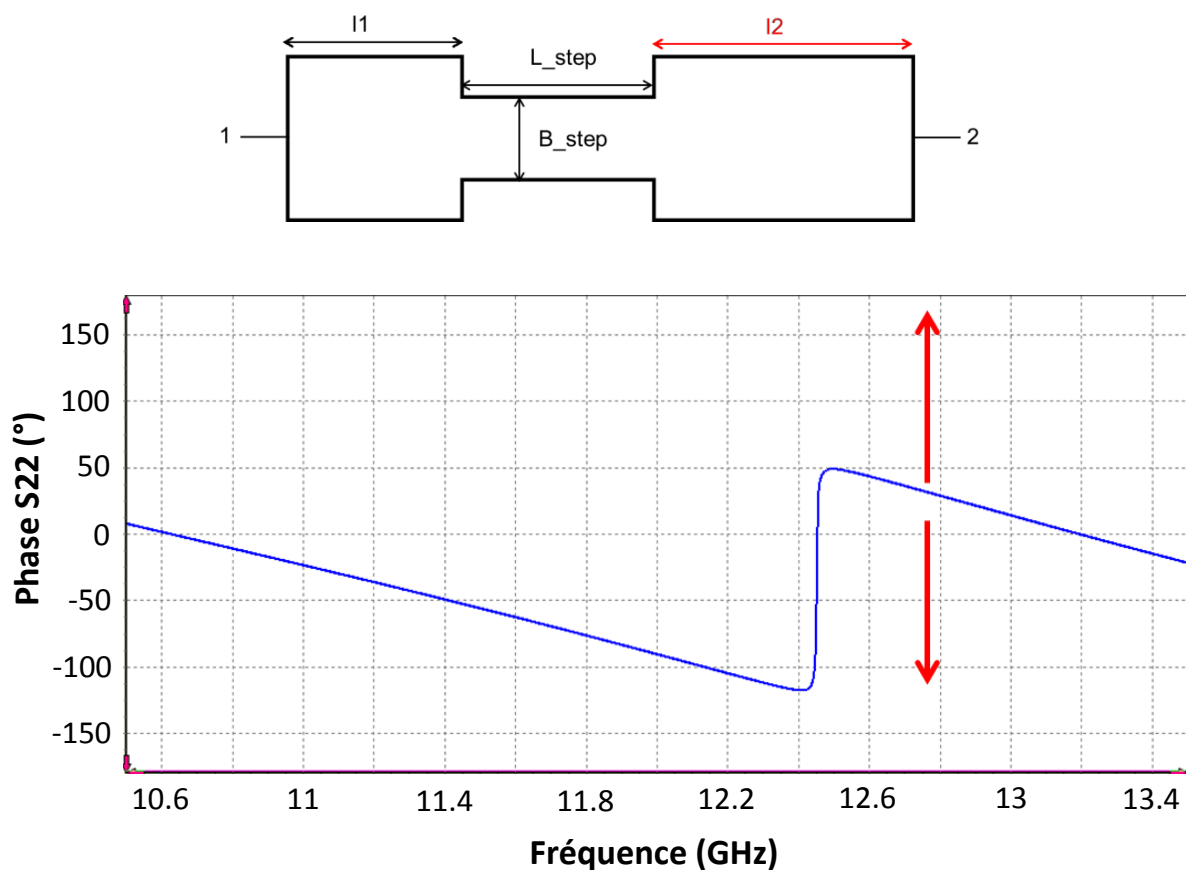


Figure A4.1 : Mesure de la phase du coefficient de réflexion pour une variation de L_2

La longueur L_2 permet de déplacer linéairement la phase du coefficient de réflexion ($\Delta\theta = -\beta l_2$).

VI.2. Variation de +/- 20 % de la longueur B_{step} (3.96 mm < b_{step} < 5.94 mm)

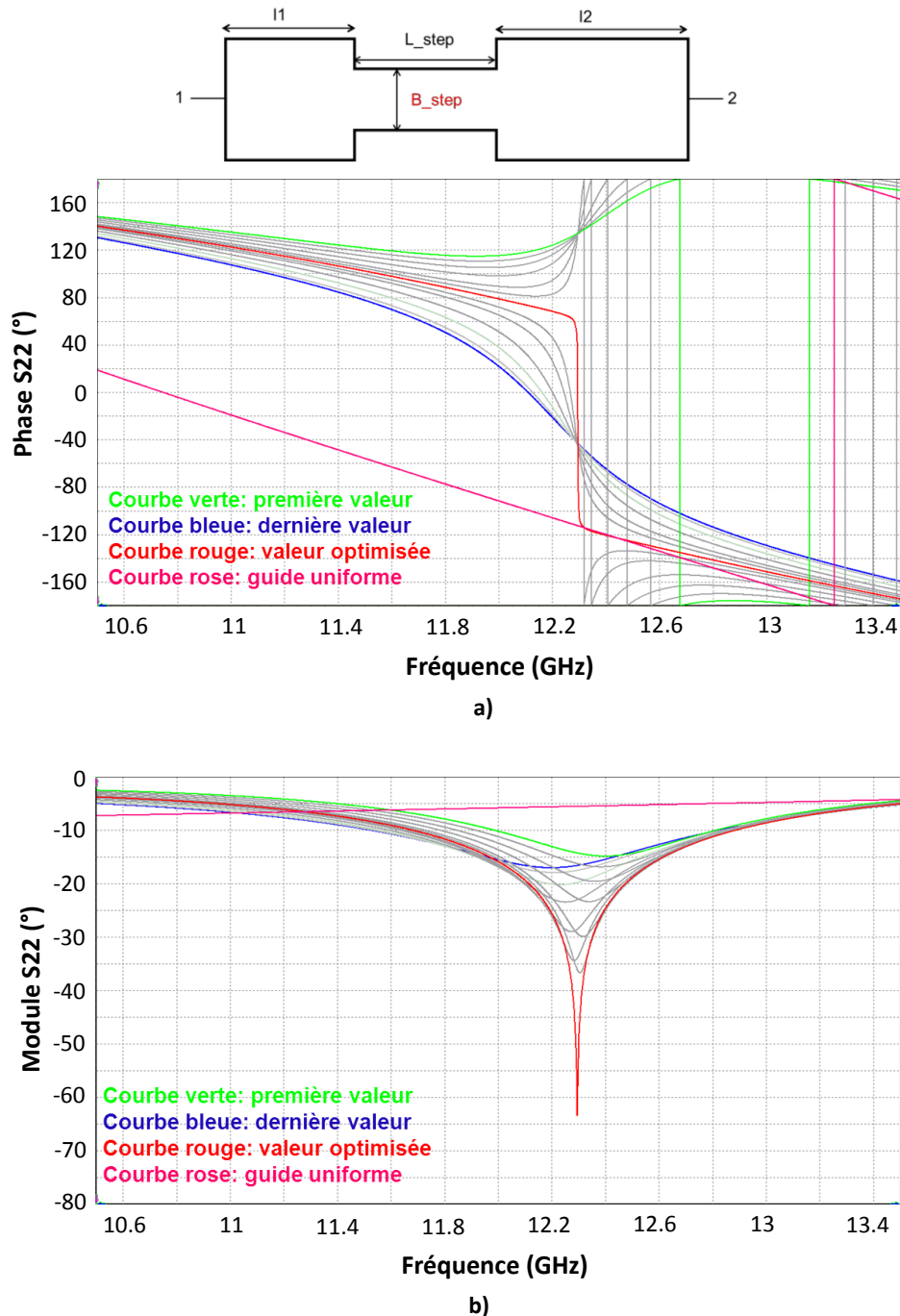


Figure A4.2 : Mesure du coefficient de réflexion pour une variation de B_{step} , (a) phase, (b) module

B_{step} joue principalement sur la forme du saut qui peut être positif ou négatif, avec une pente plus ou moins forte. L'amplitude de la réflexion est d'autant plus faible que la pente est grande.

VI.3. Variation de +/- 20 % de la longueur L_{step} (7.28 mm < L_{step} < 10.92 mm)

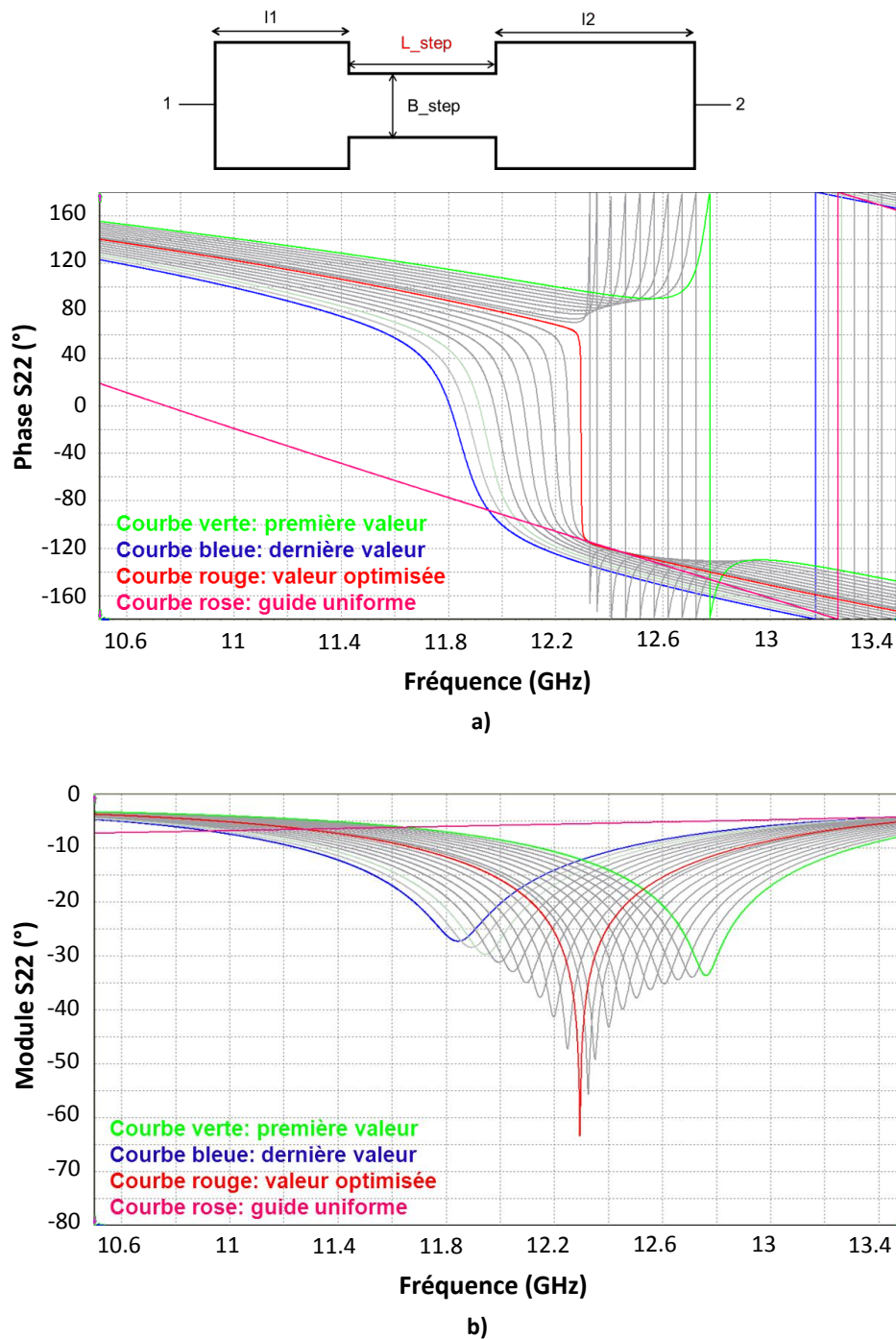


Figure A4.3 : Mesure du coefficient de réflexion pour une variation de L_{step} , (a) phase, (b) module

L_{step} provoque un décalage fréquentiel et change la forme du saut autour de la valeur optimisée. Au niveau du module, on observe également un décalage fréquentiel mais l'allure du module reste similaire (niveau d'adaptation équivalent).

VI.4. Variation de +/- 20 % de la longueur L1 ($4.32 \text{ mm} < L1 < 6.48 \text{ mm}$)

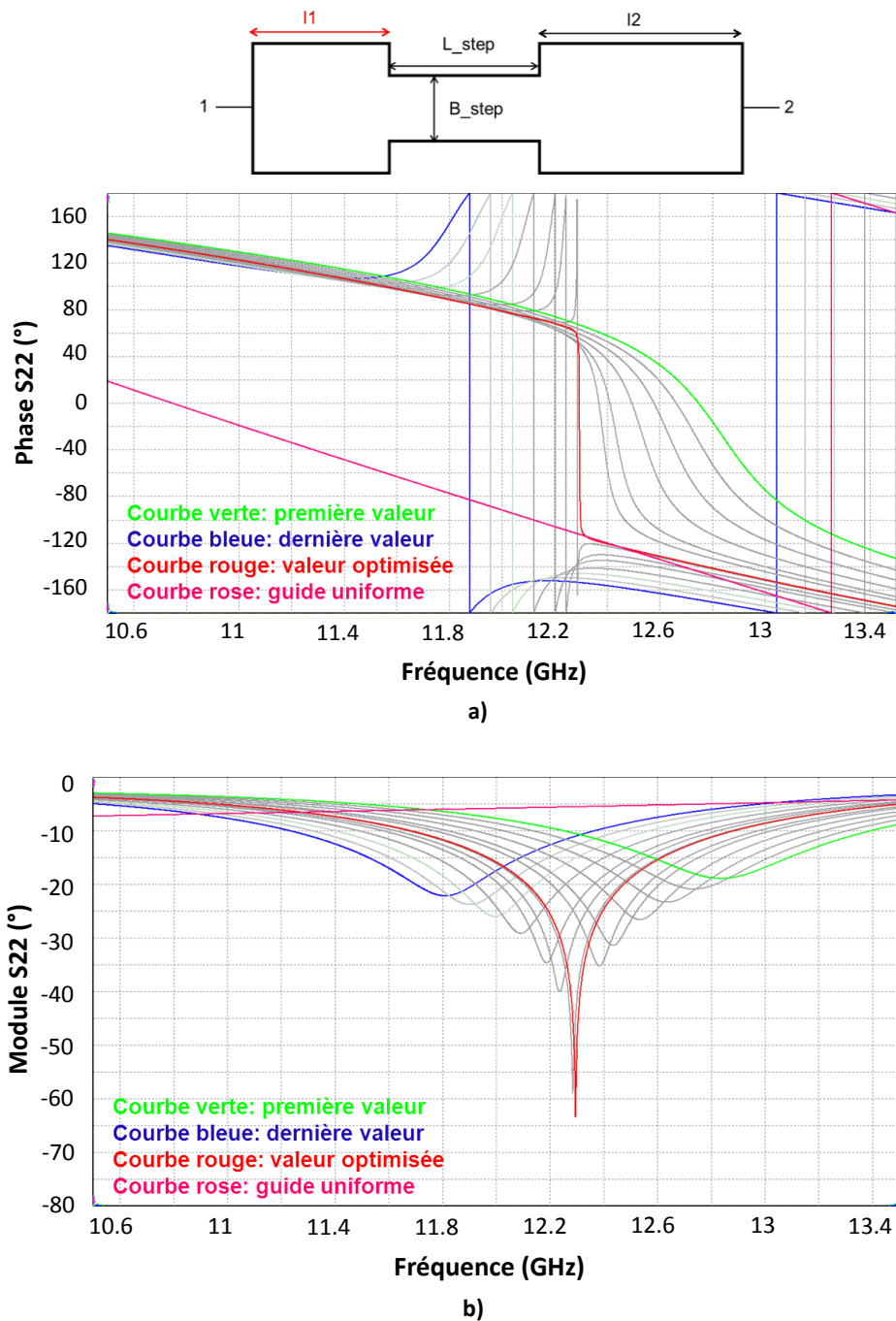


Figure A4.4 : Mesure du coefficient de réflexion pour une variation de L_1 , (a) phase, (b) module

L_1 joue sur la pente du saut de phase et provoque un décalage fréquentiel. Le module du coefficient de réflexion est aussi légèrement modifié.

V- Annexe 5

Cette annexe présente les travaux réalisés par Hussein Ezzeddine sur les multiplexeurs compact. Il a été montré que l'utilisation des résonateurs couplés permettait un gain considérable en matière d'encombrement et donc de masse du dispositif.

Un diplexeur a d'abord été dimensionné sur manifold. Le but était de voir le gain que peut apporter l'implémentation en cavités bimodes de ce multiplexeur compact en termes d'encombrement. Le tableau A5.1 nous montre les principales spécifications concernant ce diplexeur.

Paramètres	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	
Variation 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 A5.1 : Spécifications électriques du diplexeur [8]

La fonction sélectionnée est une fonction de type pseudo-elliptique d'ordre 5 avec deux zéros de transmission. En ce qui concerne l'implémentation en cavités bimodes, nous pouvons voir sur la figure A5.1 la topologie de couplage réalisée et qui est adaptée à cette implémentation en cavités bimodes. Cette topologie est directement inspirée de la structure d'un diplexeur sur manifold. En effet, les deux filtres de canal (résonateur 1 à 5 et résonateurs 6 à 10) sont indépendants. Seulement, la jonction en té 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 deux résonateurs simultanément (résonateurs 5 et 6).

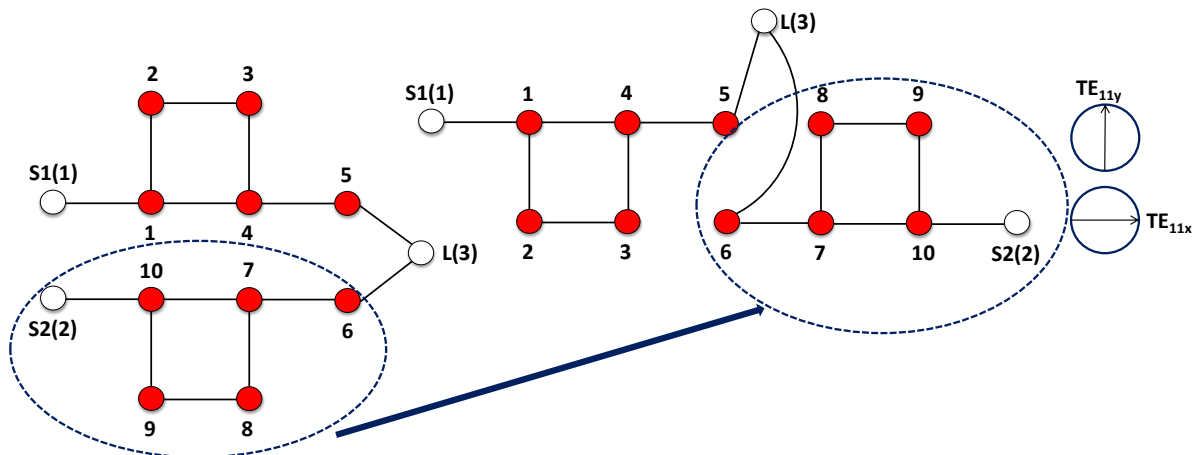


Figure A5.1 : Topologie de couplage adaptée à une implémentation en cavités bimodes [8]

La structure électromagnétique correspondant à cette topologie est montrée sur la figure A5.2. 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.11 par la lettre « L ») est placé à 45° des deux polarisations TE_{11x} et TE_{11y} .

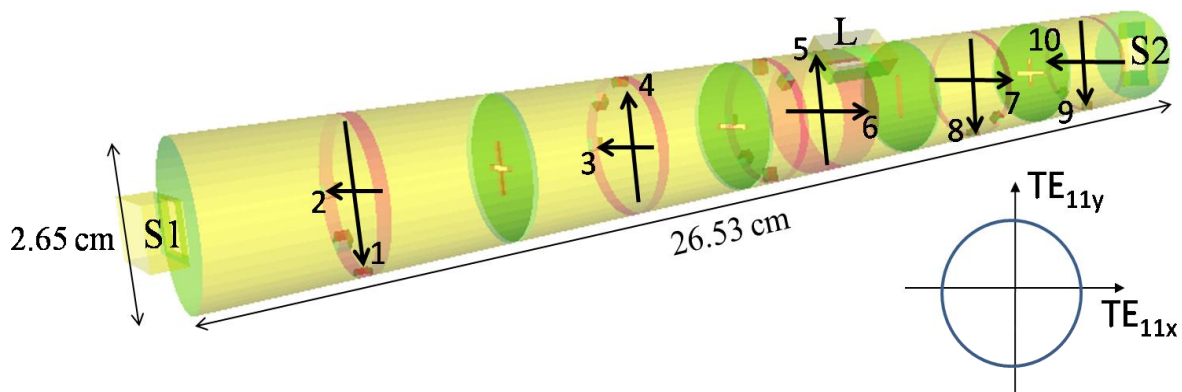


Figure A5.2 : Structure électromagnétique du diplexeur compact [8]

Le dimensionnement de la structure se fait par segmentation. Le canal 1 est d'abord dimensionné suivi par le canal 2. Ensuite, il faut faire un dimensionnement de la cavité du milieu qui comprend les résonateurs 5 et 6. Nous étudierons en détails les techniques de dimensionnement dans la partie suivante de ce chapitre. La figure A5.3 montre la réponse EM du diplexeur après optimisation.

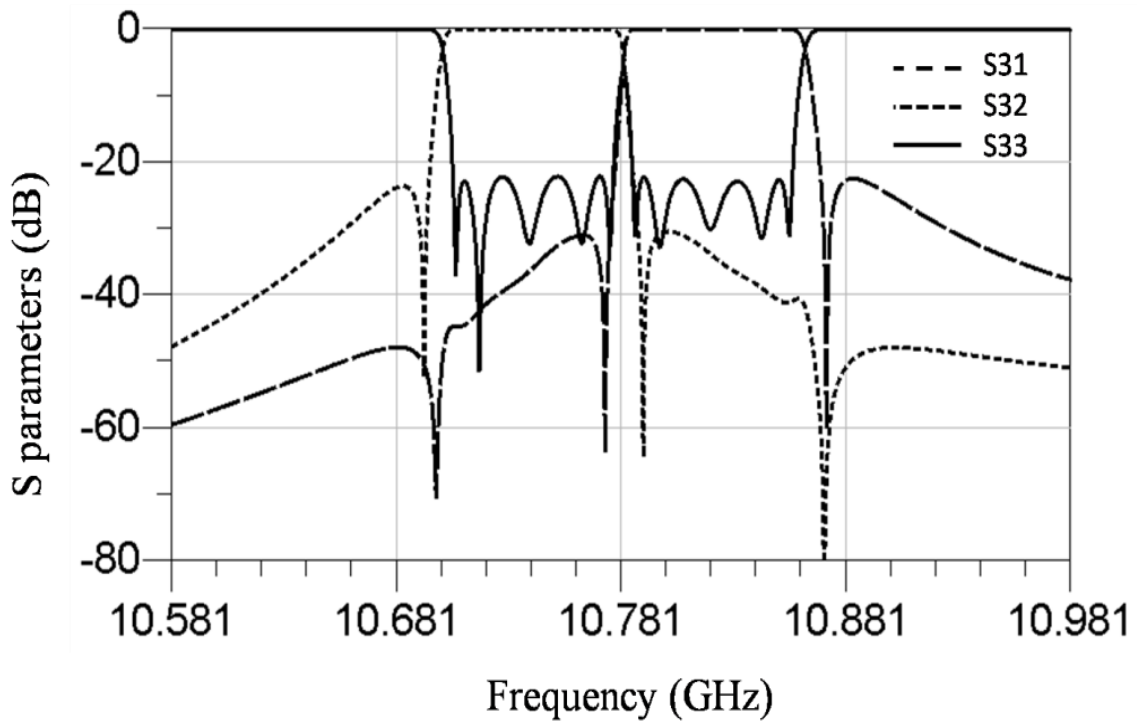


Figure A5.3 : Réponse EM du diplexeur après optimisation [8]

La structure présentée sur la figure A5.2 montre que les dimensions de cette structure sont fortement diminuées par rapport à une structure classique de diplexeur. 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.

VI- Annexe 6

Nous avons pu observer dans le III.1.3 lors du dimensionnement du diplexeur la présence de couplages diagonaux. La façon de réaliser ces couplages est de tourner les iris ainsi que les vis par rapport aux axes TE_{11x} et TE_{11y} [53]. Nous rappelons le schéma de principe de cette technique particulière sur la figure A6.1.

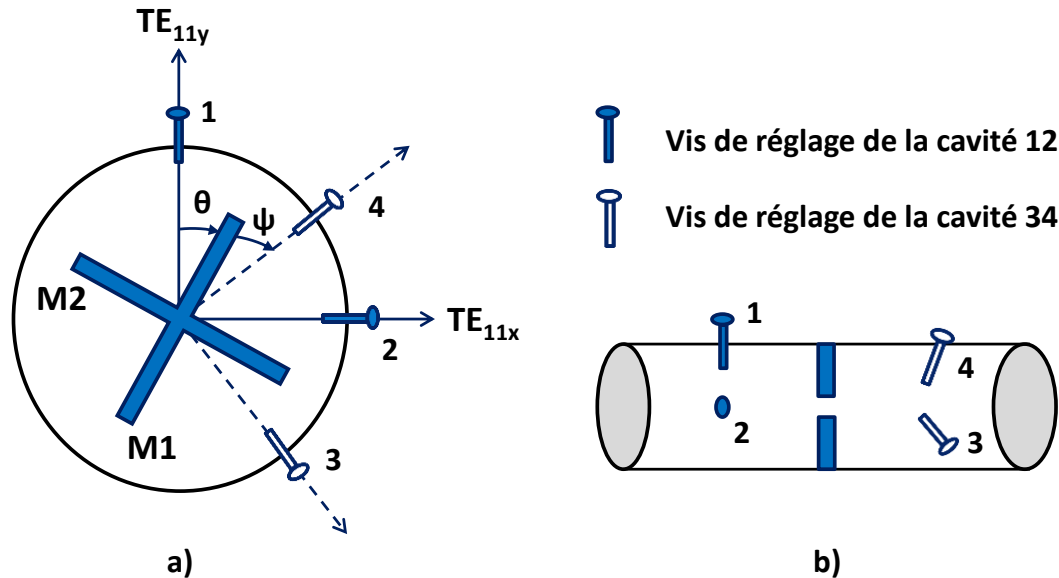


Figure A6.1 : Schéma de principe de deux cavités bimodes couplées par un iris en croix, (a) vue de dessus, (b) vue latérale

Dans [53], nous avons un exemple de calcul pour un exemple de matrice de couplage d'un filtre d'ordre 4 avec deux couplages diagonaux.

Les équations donnant les éléments de la matrice de couplage idéale en fonction des angles de rotation θ et ψ , donnés dans l'équation (III.23), sont rappelées ci-dessous.

$$M_{13} = -M_1 \cos \theta \sin \psi - M_2 \sin \theta \cos \psi \quad (A6.1)$$

$$M_{14} = M_1 \cos \theta \cos \psi - M_2 \sin \theta \sin \psi \quad (A6.2)$$

$$M_{23} = -M_1 \sin \theta \sin \psi + M_2 \cos \theta \cos \psi \quad (A6.3)$$

$$M_{24} = M_1 \sin \theta \cos \psi + M_2 \cos \theta \sin \psi \quad (A6.4)$$

Pour exprimer θ et ψ en fonction de M_{13} , M_{14} , M_{23} , et M_{24} , nous allons éliminer M_1 et M_2 de ces équations.

Élimination de M_2 des équations (A6.1) et (A6.2) :

$$(A6.2) \div \tan \psi : \frac{M_{14}}{\tan \psi} = M_1 \cos \theta \frac{\cos^2 \psi}{\sin \psi} - M_2 \sin \theta \cos \psi \quad (A6.5)$$

$$(A6.1) - (A6.5) : M_{13} - \frac{M_{14}}{\tan \psi} = -M_1 \cos \theta \sin \psi - M_1 \cos \theta \frac{\cos^2 \psi}{\sin \psi}$$

$$\downarrow \times \sin \psi$$

$$M_{13} \sin \psi - M_{14} \cos \psi = -M_1 \cos \theta \quad (A6.6)$$

Élimination de M_2 des équations (A6.3) et (A6.4) :

$$(A6.4) \div \tan \psi : \frac{M_{24}}{\tan \psi} = M_1 \sin \theta \frac{\cos^2 \psi}{\sin \psi} + M_2 \cos \theta \cos \psi \quad (A6.7)$$

$$(A6.3) - (A6.7) : M_{23} - \frac{M_{24}}{\tan \psi} = -M_1 \sin \theta \sin \psi - M_1 \sin \theta \frac{\cos^2 \psi}{\sin \psi}$$

$$\downarrow \times \sin \psi$$

$$M_{23} \sin \psi - M_{24} \cos \psi = -M_1 \sin \theta \quad (A6.8)$$

En divisant (A6.8) par (A6.6) :

$$\tan \theta = \frac{M_{23} \sin \psi - M_{24} \cos \psi}{M_{13} \sin \psi - M_{14} \cos \psi} \quad (A6.9)$$

Élimination de M_1 des équations (A6.1) et (A6.2) :

$$(A6.2) \times \tan \psi : M_{14} \tan \psi = M_1 \cos \theta \sin \psi - M_2 \sin \theta \frac{\sin^2 \psi}{\cos \psi} \quad (A6.10)$$

$$(A6.1) + (A6.10) : M_{13} + M_{14} \tan \psi = -M_2 \sin \theta \cos \psi - M_2 \sin \theta \frac{\sin^2 \psi}{\cos \psi}$$

$$\downarrow \times \cos \psi$$

$$M_{13} \cos \psi + M_{14} \sin \psi = -M_2 \sin \theta \quad (A6.11)$$

Élimination de M_1 des équations (A6.3) et (A6.4) :

$$(A6.4) \times \tan \psi : M_{24} \tan \psi = M_1 \sin \theta \sin \psi + M_2 \cos \theta \frac{\sin^2 \psi}{\cos \psi} \quad (A6.12)$$

$$(A6.3) + (A6.12) : M_{23} + M_{24} \tan \psi = M_2 \cos \theta \cos \psi + M_2 \cos \theta \frac{\sin^2 \psi}{\cos \psi}$$

$$\Downarrow \times \cos \psi$$

$$M_{23} \cos \psi + M_{24} \sin \psi = M_2 \cos \theta \quad (A6.13)$$

En divisant (A6.11) par (A6.13) :

$$-\tan \theta = \frac{M_{13} \cos \psi + M_{14} \sin \psi}{M_{23} \cos \psi + M_{24} \sin \psi} \quad (A6.14)$$

Ensuite, en égalisant les deux expressions $\tan \psi$ en (A6.9) et (A6.14), après division de leurs numérateurs et dénominateurs par $\cos \psi$, on obtient :

$$\frac{-M_{13} - M_{14} \tan \psi}{M_{23} + M_{24} \tan \psi} = \frac{M_{23} \tan \psi - M_{24}}{M_{13} \tan \psi - M_{14}} \quad (A6.15)$$

En multipliant les moyens et les extrêmes des deux fractions et en rassemblant les termes en $\tan \psi$ et $\tan^2 \psi$, on obtient :

$$\tan^2 \psi (-M_{13}M_{14} - M_{23}M_{24}) + \tan \psi (M_{24}^2 - M_{23}^2 - M_{13}^2 + M_{14}^2) + (M_{23}M_{24} + M_{13}M_{14}) = 0 \quad (A6.16)$$

(A6.16) est une équation de second degré en $\tan \psi$ ayant un discriminant toujours positif, elle possède donc deux solutions réels données par :

$$\tan \psi = \frac{B \pm \sqrt{B^2 + 4A^2}}{2A} \quad (A6.17)$$

Avec :

$$A = M_{23}M_{24} + M_{13}M_{14}$$

$$B = M_{24}^2 - M_{23}^2 - M_{13}^2 + M_{14}^2$$

En utilisant l'identité remarquables ci-dessous, et en développant son dénominateur, on peut lever l'ambigüité sur $\tan \psi$:

$$\begin{aligned} \tan 2\psi &= \frac{2 \tan \psi}{1 - \tan^2 \psi} = \frac{2 \frac{B \pm \sqrt{B^2 + 4A^2}}{2A}}{1 - \left(\frac{B \pm \sqrt{B^2 + 4A^2}}{2A} \right)^2} \\ &= \frac{2 \frac{B \pm \sqrt{B^2 + 4A^2}}{2A}}{\frac{4A^2 - B^2 \pm 2B\sqrt{B^2 + 4A^2} - B^2 - 4A^2}{4A^2}} \\ &= \frac{2 \frac{B \pm \sqrt{B^2 + 4A^2}}{2A}}{\frac{-2B^2 \pm 2B\sqrt{B^2 + 4A^2}}{4A^2}} \\ &= \frac{-2A}{B} \end{aligned}$$

Par conséquent,

$$\boxed{\psi = -\frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2A}{B} \right)} \quad (A6.18)$$

θ peut maintenant être déduit facilement à partir de l'équation (A6.9) ou (A6.14). M_1 et M_2 peuvent également être calculés en remplaçant θ et ψ dans l'équation (A6.6) ou (A6.8) pour calculer M_1 , et l'équation (A6.11) ou (A6.13) pour M_2 .

RÉSUMÉ

Ces travaux de thèse s'inscrivent dans deux axes de recherches. Le premier axe concerne la conception des multiplexeurs de sortie sur manifold et le développement d'un dispositif permettant d'optimiser leur comportement. Le deuxième axe concerne le développement d'architectures compactes pour la conception de multiplexeurs et de routeurs.

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 le développement de nouveaux dispositifs hyperfréquences permettant de contrôler la position des phénomènes de résonances parasites apparaissant dans la réponse des multiplexeurs de sortie (OMUX).

Le dernier chapitre est consacré à la simplification de l'architecture des multiplexeurs hyperfréquences afin d'améliorer leur compacité. La conception d'un diplexeur et d'un routeur compacts sont présentées et démontrées.

ABSTRACT

This thesis concerns two research's axes. The first axe concerns the conception of manifold coupled multiplexers and the development of a device to optimize their behavior. The second axe concerns the development of new compacts architectures for the conception of multiplexers and routers.

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 the development of new microwave devices to control frequency position of spurious resonances which appears in frequency response of output manifold coupled multiplexers (OMUX)

The last chapter is dedicated to simplifying the architecture of microwave multiplexers in order to improve their compactness. The design of compact diplexers and routers are presented and demonstrated.

Mots clés: filtres hyperfréquences passifs, multiplexeurs compacts, communications spatiales, technologie bimode volumique, matrice de couplage, résonances parasites

Keywords: passive microwave filters, compact multiplexers, space communications, dual-mode cavities, coupling matrix, spurious resonances.