



**HAL**  
open science

## Filtres à forts facteurs de qualité accordables continument

Etienne Laplanche

► **To cite this version:**

Etienne Laplanche. Filtres à forts facteurs de qualité accordables continument. Electronique. Université de Limoges, 2019. Français. NNT : 2019LIMO0064 . tel-02407583

**HAL Id: tel-02407583**

**<https://theses.hal.science/tel-02407583>**

Submitted on 12 Dec 2019

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

**Université de Limoges**

**ED 610 - Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques,  
Informatique (SISMI)**

**Institut de recherche XLIM, UMR CNRS 7252**

Thèse pour obtenir le grade de

**Docteur de l'Université de Limoges**

Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et systèmes

Présentée et soutenue par

**Etienne LAPLANCHE**

Le 18 octobre 2019

**Filtres à forts facteurs de qualité accordables continument**

Thèse dirigée par Serge Verdeyme et Olivier Tantot

**JURY :**

Président de jury, rapporteur

M. Eric KERHERVE, Professeur, ENSEIRB-MATMECA – IMS, Bordeaux

Rapporteur

M. Christian PERSON, Professeur, Institut Mines Telecom, Brest

Examineurs

M. Dominique Baillargeat, Directeur, CNRS@CREATE, Singapour

M. Ludovic Carpentier, Ingénieur, CNES, Toulouse

M. Damien Pacaud, Ingénieur, Thalès Alenia Space, Toulouse

M. Olivier Tantot, Maître de Conférence, XLIM, Limoges

M. Manos Tentzeris, Professeur, Georgia Institute of Technology, Atlanta

M. Serge Verdeyme, Professeur, XLIM, Limoges

Invités

M. Nicolas Delhote, Maître de conférences, XLIM, Limoges



A la mémoire de Robert et Jeanine,

*On éprouve toujours du plaisir à mesurer le chemin qu'on a fait.*  
**- Quintilien**

## Remerciements

---

Je tiens tout d'abord à remercier chaleureusement mes directeurs de thèse, le docteur Olivier Tantot et le professeur Serge Verdeyme, ainsi que les docteurs Nicolas Delhote, Aurélien Périgaud, Damien Pacaud et Ludovic Carpentier pour l'éclairage, les conseils et le support qu'ils m'ont apporté dans le cadre de cette thèse mais également, plus largement, dans le cadre de mes études supérieures et de mes débuts en tant que jeune chercheur. Je gage que les compétences et les savoirs acquis à leur contact me seront des plus utiles dans l'ensemble de ma vie professionnelle.

Il me paraît également essentiel de remercier le Centre National d'Etudes Spatiales, Thales Alenia Space, le Centre National d'Etudes Spatiales, le Centre National de la Recherche Scientifique, l'Université de Limoges et celle de Poitiers sans lesquels ces travaux n'auraient pas pu avoir lieu.

Je tiens également à remercier l'ensemble de ma famille pour le soutien qu'ils ont su m'apporter dans le cadre de mes travaux de recherche et de mes études de manière plus générale.

Enfin, je tiens à remercier mes collègues doctorants, de notre équipe et d'ailleurs, qui ont su créer une ambiance de groupe propice à la créativité.

## Droits d'auteurs

---

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** »

disponible en ligne : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>



## Table des matières

---

|  |    |
|--|----|
| Introduction générale.....   | 14 |
| Chapitre I. Etat de l'art des techniques de filtrage accordable à fort facteur de qualité .....                            | 16 |
| I.1. De l'imprimerie aux charges utiles du futur : l'évolution humaine à travers les outils de communication ?.....        | 16 |
| I.1.1. L'humain à l'ère de l'information .....   | 16 |
| I.1.2. Les satellites de télécommunication .....   | 17 |
| I.1.3. Vers une complexification croissante.....   | 18 |
| I.1.4. Les charges utiles reconfigurables : une technologie de rupture.....  | 19 |
| I.1.5. De la charge utile aux multiplexeurs .....  | 21 |
| I.1.6. Les filtres et leurs multiples technologies de réalisation.....   | 22 |
| I.1.7. Reconfigurer les filtres volumiques .....   | 22 |
| I.2. Etat de l'art des dispositifs de reconfiguration mécanique .....  | 25 |
| I.2.1. Redimensionnement des résonateurs .....   | 25 |
| I.2.2. Utilisation de perturbateurs.....   | 31 |
| I.2.3. L'accord des filtres et les coefficients de couplage .....  | 34 |
| I.2.4. Tableau comparatif.....   | 38 |
| I.2.5. Méthodes de multiplexage accordable.....  | 39 |
| I.3. Conclusion .....  | 41 |
| Chapitre II. Topologie à multiplexeurs hybrides et choix technologiques .....  | 42 |
| II.1. Choix topologique .....  | 42 |
| II.1.1. Cahier des charges .....   | 42 |
| II.1.2. Topologie à commutateurs de résonateurs.....   | 43 |
| II.1.3. Topologie alternative : Couplage par coupleurs hybrides.....   | 44 |
| II.1.4. Bilan comparatif et orientation .....  | 49 |
| II.2. Technologies de réalisation mises en œuvre au cours de nos travaux.....  | 50 |
| II.2.1. L'impression 3D plastique : prototypage rapide et faible coût .....  | 50 |
| II.2.2. L'impression 3D plastique : nouveaux matériaux et nouvelles possibilités.....                                      | 51 |
| II.3. Conclusion .....   | 53 |
| Chapitre III. Technologies de résonateurs et d'éléments de couplage accordables .....                                      | 55 |
| III.1. Introduction .....  | 55 |
| III.2. Accord par déformation.....   | 56 |
| III.3. Accord par dépolarisation .....   | 59 |
| III.3.1. Iris à grille rotatifs .....  | 59 |
| III.3.2. Iris et résonateurs à ailettes.....   | 64 |
| III.3.3. Couplage accordable par dépolarisation de cavités.....  | 65 |
| III.4. Perturbateurs céramiques et processus d'accord par augmentation du volume électrique équivalent du résonateur. .... | 69 |
| III.4.1. Perturbateurs céramiques faibles pertes sur cavités $TE_{101}$ .....  | 71 |
| III.4.2. Perturbateurs céramiques à fort facteurs de qualité en cavités $TE_{012}$ .....                                   | 73 |
| III.5. Bilan comparatif des technologies de résonateurs accordables et de couplage accordables mises au point.....         | 79 |
| Chapitre IV. Conception et réalisation des dispositifs de filtrage accordable.....   | 81 |
| IV.1. Dispositif filtrant s'appuyant sur la déformation de parois .....  | 81 |
| IV.2. Dispositif basé sur le principe de dépolarisation par rotation des cavités .....                                     | 83 |
| IV.3. Matrice de couplage à iris rotatifs .....  | 85 |

|   |     |
|---|-----|
| IV.4. Filtre accordable à ailettes .....                              | 87  |
| IV.5. Filtre TE <sub>101</sub> à inserts diélectriques .....          | 90  |
| IV.6. Filtre TE <sub>012</sub> à inserts diélectriques .....          | 92  |
| IV.6.1. Conception du filtre .....                                    | 92  |
| IV.6.2. Réalisation pratique du filtre .....                          | 96  |
| IV.7. Conclusion sur les dispositifs de filtrage .....                | 100 |
| Chapitre V. Dispositifs de multiplexage accordables continument ..... | 101 |
| V.1. Filtres d'entrée .....   | 102 |
| V.2. Conception des coupleurs hybrides .....                          | 107 |
| V.3. Assemblage des dispositifs de multiplexage accordables .....     | 110 |
| Conclusion générale .....   | 120 |
| Publications .....  | 123 |
| Références bibliographiques .....                                     | 125 |



## Table des illustrations

|  |    |
|--|----|
| Figure 1 : Photographie d'Intelsat I avant sa mise en orbite.....  | 16 |
| Figure 2 : Représentation simplifiée d'une charge utile de satellite de télécommunication....  | 17 |
| Figure 3 : Photographie d'un des satellites de la constellation O3B.....   | 18 |
| Figure 4 : Illustration du principe de Frequency Re-use, ici avec KA-SAT .....   | 19 |
| Figure 5 : Exemple de consommation en fonction de la capacité suivant le spot considéré..  | 20 |
| Figure 6: Evolution de la quantité de publications sur le filtrage accordable à actuateurs mécaniques au cours du temps (dans la présente bibliographie) .....   | 23 |
| Figure 7: Photographie du MEMS utilisé comme actuateur par W.D. Yan [23] .....   | 24 |
| Figure 8: Modes de résonances classiquement utilisés (iso-valeurs absolues du champ électrique) d'un résonateur cylindrique, d'un résonateur diélectrique et d'une résonateur combine, de gauche à droite. Les iso-valeurs sont représentées du rouge, plus fort, au bleu, plus faible. Cette convention restera valable tout au long du présent manuscrit. .... | 26 |
| Figure 9: Vue CAO et photographies du filtre combine réalisé en [25] .....   | 26 |
| Figure 10 : Schémas de principe du filtre accordable [32] et du résonateur [33] proposés par M.A. Kunes et G.G. Connor.....  | 27 |
| Figure 11 : Schémas de fonctionnement des résonateurs [39], [42], [44], de gauche à droite. ....   | 28 |
| Figure 12: Photographies du résonateur [42].....   | 29 |
| Figure 13 : Vue CAO du filtre réalisé dans l'étude [45] .....  | 30 |
| Figure 14 : Vue CAO des filtres réalisés dans l'étude [49], avec les vis de réglage en rouge .....   | 31 |
| Figure 15 : Répartition du champ électrique du résonateur $TM_{110}$ [53].....   | 33 |
| Figure 16 : Filtre accordable issu de l'étude [53] et résultat d'une étude comparative sur différents types d'inserts (haut) et filtre accordable issu de la thèse de N. Jolly [54] .....  | 33 |
| Figure 17 : Répartition des champs électriques dans une cavité accordable issue de [55] et photographie d'un filtre d'ordre 2. ....  | 34 |
| Figure 18 : Photographie d'un filtre présentant des couplages par nœuds non-résonants [35]. ....   | 36 |
| Figure 19 : Filtre et platine de reconfiguration [52].....   | 37 |
| Figure 20 : Vue CAO d'un duplexeur réalisé [43] avec une paire de murs mobiles. ....   | 37 |
| Figure 21 : Vue CAO du duplexeur développé en [40] et photographie du triplexeur en [36]. ....   | 40 |
| Figure 22 : Principe et bandes de fonctionnement du CMUX et du DEMUX visés, dans différents états de reconfiguration .....   | 42 |
| Figure 23 : Réponses de filtres idéaux 6 pôles se partageant la bande (17.3 – 20.2 GHz) (a,c), avec une vue détaillée des pertes d'insertions (b,d) .....  | 43 |

|   |    |
|---|----|
| Figure 24 : Réponses de filtres idéaux (4,4, 14 et 5 pôles) se partageant la bande 17,3 – 20,2 GHz (a), avec une vue détaillée des pertes d'insertions (b) .....                                    | 44 |
| Figure 25 : Schéma de fonctionnement d'un coupleur hybride .....  | 45 |
| Figure 26 : Schéma de fonctionnement et plan de fréquence d'un diplexeur à coupleurs hybrides accordable. ....  | 45 |
| Figure 27 : Schéma de fonctionnement d'un multiplexeur à coupleurs hybrides .....   | 46 |
| Figure 28 : Réponses de filtres idéaux (a,d), assemblés dans un multiplexeur à coupleurs hybrides idéaux (b,e) avec une vue détaillée des pertes d'insertions (c,f).....                            | 47 |
| Figure 29 : Tableau regroupant avantages et inconvénients de chaque solution .....  | 49 |
| Figure 30 : Photographie et mesures du diplexeur réalisé [79]. ....   | 51 |
| Figure 31 : Photographies et vues CAO des différentes phases de réalisation d'un filtre intégrant des réorientation de la polarisation et de la direction de propagation, développé dans [81]. .... | 52 |
| Figure 32 : Photographie et transmission en fréquence du guide étudié.....  | 52 |
| Figure 33 : Photographies et réponses en fréquences du diplexeur compact réalisé.....   | 53 |
| Figure 34 : Evolution simulée de la fréquence et du facteur de qualité d'un résonateur rectangulaire (19.05 x 25.0 x 9.525 mm) en fonction de la déformation latérale appliquée ..                  | 56 |
| Figure 35 : Réponse et photographies de la cavité déformable et détails de sa partie flexible et de sa face avant après manipulation .....  | 57 |
| Figure 36 : Vue CAO du principe de couplage accordable par plot mobile, avec une vue de la répartition des champs électriques pour les modes pairs et impairs des cavités couplées. ..              | 58 |
| Figure 37 : Vue CAO du dispositif de couplage accordable réalisé à l'aide d'une grille mobile en rotation et résultat d'extraction du coefficient de couplage k réalisé.....                        | 59 |
| Figure 38 : Vue CAO du dispositif de couplage accordable réalisé à l'aide d'une grille mobile en rotation et évolution de la fréquence centrale réalisée. ....                                      | 60 |
| Figure 39 : Vue CAO détaillée de l'iris de couplage et de sa bague plastique et évolution de la fonction d'évolution du couplage.....   | 60 |
| Figure 41 : Modèle de couplage proposé pour l'iris rotatif.....   | 61 |
| Figure 40 : Etude liant la fonction $k(\theta)$ à deux paramètres géométriques.....   | 61 |
| Figure 43 : Résultats de mesures exploités (facteur de qualité des modes et coefficient de couplage) .....  | 62 |
| Figure 42 : Photographie et mesures du dispositif de test de couplage accordable réalisé en WR75 .....  | 62 |
| Figure 44 : Photographie et mesures du module de test de reconfiguration en fréquence par iris rotatifs latéraux réalisé .....  | 63 |
| Figure 45 : Photographie, vue CAO et mesures du module de test de reconfiguration en fréquence par ailettes mobiles réalisé .....   | 64 |
| Figure 46 : Vue CAO des systèmes à ailettes implantés dans les iris de couplage et résultats pour deux largeur d'iris différents .....  | 65 |

|  |    |
|--|----|
| Figure 47 : Vue CAO d'un exemple de structure périodique ridgée formant un méta-matériau à bande de propagation interdite, exemples de diagrammes de dispersion en fonction du gap d'air .....                       | 66 |
| Figure 48 : Vue CAO et transmission simulée du premier dispositif de couplage accordable à structure ridgée réalisé .....  | 66 |
| Figure 49 : Photographie et résultats de mesures du premier dispositif réalisé .....   | 67 |
| Figure 50 : Schéma de principe, vue CAO et résultats de simulation du second dispositif réalisé .....  | 68 |
| Figure 51 : Réponse du dispositif en photographie, pour différentes configuration angulaires (0, 45 et 90°) .....  | 68 |
| Figure 52 : Vues du module du champ électrique (à gauche) et du champ magnétique vectoriel (à droite) pour un résonateur TE <sub>101</sub> chargé (en bas) ou non (en haut) .....                                    | 71 |
| Figure 53 : Evolution du facteur de qualité et de la fréquence centrale d'une cavité perturbée en fonction de l'enfoncement du perturbateur, pour différentes tangentes de pertes et diamètres de perturbateurs..... | 72 |
| Figure 54 : Evolution de l'allure des champs électromagnétiques à différentes étapes de la conception des résonateurs accordables TE <sub>012</sub> .....  | 73 |
| Figure 55 : Forme de l'insert réalisé .....  | 74 |
| Figure 56 : Réponse en fréquence simulée de la cavité chargée d'un insert en alumine, pour différentes positions de l'insert. ....   | 75 |
| Figure 57 : Photographie de la maquette et des inserts réalisés.....   | 76 |
| Figure 58 : Résultats de mesures et de simulation du dispositif pour l'insert en alumine B.76  |    |
| Figure 59 : Etude comparative en simulation et en mesure sur les différents inserts en cavité TE <sub>012</sub> .....  | 77 |
| Figure 60 : Evolution de la répartition de la puissance dissipée dans le résonateurs en fonction de la position de l'insert céramique pour les cas A et B.....   | 77 |
| Figure 61 : Evolution des valeurs de couplage entre deux résonateurs couplés à travers un iris simple ou double en fonction de l'enfoncement des perturbateurs. ....   | 78 |
| Figure 62 : Vue CAO du filtre 4 pôles TE <sub>101</sub> déformé. ....  | 81 |
| Figure 63 : Evolution du facteur de qualité et de l'isolation modale d'un résonateur TE <sub>101</sub> en fonction de son rapport de forme. La étant la largeur de la cavité et Lo sa longueur. ....                 | 82 |
| Figure 64 : Réponses simulées du filtre 4 pôles TE <sub>101</sub> déformé. ....  | 82 |
| Figure 65 : Vues CAO du filtre dépolarisant dans quatre états de réglage.....  | 83 |
| Figure 66 : Réponses du filtre dépolarisant dans les différents états de réglage.....  | 84 |
| Figure 67 : Vue CAO de la matrice de résonateurs 2x2 mise à l'étude .....  | 85 |
| Figure 68 : Réponse de la matrice en 2x2 canaux, en configuration distante .....   | 85 |
| Figure 69 : Réponse de la matrice en 2x2 canaux, les canaux se rapprochant .....   | 86 |
| Figure 70 : Vue CAO des filtres 2 et 3 pôles à ailettes réalisés.....  | 87 |

|   |     |
|---|-----|
| Figure 71 : Modèle de couplage du filtre deux pôles à ailettes.....   | 87  |
| Figure 72 : Réponses fréquentielles du filtre 2 pôles aux différents états de réglage .....   | 88  |
| Figure 73 : Réponses fréquentielles du filtre 3 pôles aux différents états de réglage .....   | 88  |
| Figure 74 : Photographie et mesure du dispositif 2 pôles réalisé .....  | 89  |
| Figure 75 : Vue CAO du filtre à inserts $TE_{101}$ et schéma représentatif de ses états de réglage .....  | 90  |
| Figure 76 : Réponses du filtre à différents états de réglage, encadrées par la réponse du filtre d'entrée, chaque état de réglage étant tracé avec une couleur différente ..... | 91  |
| Figure 77 : Matrice de couplage utilisée dans le cadre de la conception du filtre 5 pôles à cavités accordables $TE_{012}$ .....  | 92  |
| Figure 78 : Réponses du filtre simulé pour les différents états de réglage, avec la bande passante de chaque état et la bande rejetée par le filtre d'entrée en bleu .....      | 93  |
| Figure 79 : Réponses du filtre simulé pour les différents états de réglage, avec la bande passante de chaque état et la bande rejetée par le filtre d'entrée en bleu .....      | 94  |
| Figure 80 : Allure des champs électromagnétiques (iso-valeurs et iso-échelles) au sein du filtre, pour deux fréquences données.....   | 95  |
| Figure 81 : Vue en coupe du système d'accord et de la cavité .....  | 96  |
| Figure 82 : Photographie du filtre accordable $TE_{012}$ réalisé et de ses inserts diélectriques ...  | 96  |
| Figure 83 : Réponses mesurées (en traits pleins) et simulées (en pointillé) des filtres à l'état 0.....   | 97  |
| Figure 84 : Mode de travail et anti-résonances à proximité pour une cavité seule couplée à $120^\circ$ , évolution en fonction de la position du perturbateur .....             | 98  |
| Figure 85 : Réponses des filtres réglés aux états 1,2 et 3, en traits pleins, et simulés au mêmes états, en traits pointillés. ....   | 99  |
| Figure 86 : Schéma de principe du diplexeur accordable à coupleurs hybrides .....   | 101 |
| Figure 87 : Vue de conception du filtre d'entrée 1.....   | 102 |
| Figure 88 : Photographie du filtre d'entrée 1 .....   | 103 |
| Figure 89 : Résultats de simulation (pointillés) et de mesure (traits pleins) du filtre d'entrée $TE_{011}$ .....   | 103 |
| Figure 90 : Vue CAO et photographie du filtre large bande réalisé .....   | 104 |
| Figure 91 : Résultats de mesure et de simulation du filtre large bande réalisé .....  | 105 |
| Figure 92 : Vue CAO des coupleurs Ladder-type (gauche) et Riblet (droite) réalisés .....  | 107 |
| Figure 93 : Réponse du coupleur Ladder-type simulée et zones d'utilisation classique (en bleu) et alternative (en vert).....  | 107 |
| Figure 94 : Réponse du coupleur Riblet-type simulée.....  | 108 |
| Figure 95 : Réponse du coupleur Ladder-Type mesurée, photographie du dispositif, détail de la zone de fonctionnement et des valeurs de couplage .....                           | 108 |

|  |     |
|--|-----|
| Figure 96 : Résultats de mesures et de simulation du coupleur reconfigurable dans ses différents états.....  | 110 |
| Figure 97 : Vue schématique d'un diplexeur accordable utilisant la méthode de multiplexage par coupleurs hybrides et définition des paramètres d'intérêt. ....         | 111 |
| Figure 98 : Paramètres S obtenus par simulation (CST et ADS) pour le diplexeur bande étroite. ....   | 112 |
| Figure 99 : Evolution des bandes passantes des canaux en fonction du mouvement de translation, pour les duplexeurs bande étroite (gauche) et large bande (droite)..... | 113 |
| Figure 100 : Paramètres S obtenus par simulation pour le diplexeur bande large. ....   | 114 |
| Figure 101 : Pertes d'insertion pour chaque canal mesuré en fonction de l'état de réglage et photographie du diplexeur accordable réalisé .....                        | 115 |
| Figure 102 : Transposition du cas de simulation à un triplexeur large bande.....   | 115 |
| Figure 103 : Paramètres S obtenus en mesure pour le diplexeur bande étroite.....   | 116 |
| Figure 104 : Réglage alternatif du diplexeur mesuré.....   | 118 |

## Table des tableaux

---

|   |     |
|---|-----|
| Tableau 1: Comparatifs des filtres fort facteurs de qualité issus de la littérature .....   | 38  |
| Tableau 2 : Comparatif entre une déformation verticale et latérale .....  | 57  |
| Tableau 3: Bilan comparatif des solutions présentées .....  | 79  |
| Tableau 4 : Présentation des cas de calcul visant à évaluer les pertes des filtres .....  | 93  |
| Tableau 5 : Présentation détaillée des paramètres clés du filtre réalisé, en fonction des états de réglage et des cas de calcul ..... | 94  |
| Tableau 6 : Paramètres extraits de la réponse des filtres mesurés et simulés à l'état 0.....  | 97  |
| Tableau 7 : Résumé des propriétés des filtres d'entrée réalisés.....  | 106 |
| Tableau 8 : Résumé des propriétés des coupleurs réalisés.....   | 109 |
| Tableau 9 : Bilan des fonctions de duplexage accordable réalisées .....   | 117 |

## Introduction générale

---

Au cours des 20 dernières années, les avancées en termes de télécommunications ont métamorphosé le fonctionnement de notre société. Les échanges de données entre individus, entreprises, états ont augmenté de manière exponentielle, et s'appuient désormais sur de nombreuses infrastructures formant un réseau complexe, intégrant en particulier des satellites de communication.

Cette société de l'information suscite ainsi de nouvelles applications, qui se traduisent par de nouveaux besoins en terme d'accessibilité aux données. Les différents acteurs impliqués se retrouvent donc pris dans une course effrénée à la quantité de données exploitables, pour pouvoir enfin proposer une connexion haut débit internet à une large part de la population mondiale. L'obligation d'innover, pour fournir au public la connexion réclamée, se pose donc comme un défi technique et technologique, et la communauté de la recherche, de par le monde, se retrouve pleinement impliquée dans ce défi. Parmi les architectures de réseaux, la solution satellitaire, qui s'est dans un premier temps déployée pour la transmission de données point-multi points et en particulier la télévision numérique, est aujourd'hui au centre de nombreux projets de transmission de données internet en point à point.

D'un point de vue global, plusieurs pistes sont envisagées pour réussir à accroître la quantité de données exploitables. La première est la piste de la montée en fréquence, visant à d'exploiter pour des télécommunications des bandes de fréquences supérieures à 40 GHz, augmentant ainsi mécaniquement les possibilités d'échanges. La seconde, dans laquelle s'inscrivent ces travaux, vise à rationaliser l'exploitation des bandes déjà utilisées en optimisant au mieux leur répartition géographique, en fonction de la densité de population ou du cycle jour/nuit.

Afin de réaliser cette tâche d'optimisation, il est donc nécessaire, du point de vue du satellite, de rendre la chaîne de télécommunication entièrement agile, c'est-à-dire capable de se reconfigurer dans le temps, depuis l'orbite. Il s'agit là, dans le monde du spatial, d'un changement de paradigme majeur, pour une industrie habituée à produire de manière unitaire, des systèmes fiables, à longue durée de vie et à haute stabilité. Les satellites de demain pourrait bien être des objets assemblés à la chaîne, à partir de systèmes standards, qu'on viendrait adapter à la mission choisie par une action de programmation et non plus de développement.

L'espace réservé au traitement analogique de l'information à bord du satellite se réduit naturellement, au profit des traitements numériques, pour adresser le besoin en flexibilité. Néanmoins, au vu des bandes de fréquences visées et pour des questions de consommation, il reste important d'hybrider ces deux approches. Ainsi, si cette nécessité d'obtenir des composants agiles et reconfigurables se détaille tout au long de la chaîne de télécommunication, nos travaux, co-financés par Thalès Alenia Space et le Centre National d'Etudes Spatiales, se concentrent sur l'un de ces composants, le multiplexeur analogique. Ce composant a pour rôle de combiner ou de désassembler des signaux issus de canaux de transmission portées à des fréquences différentes, pour faire le lien entre un étage composé d'un élément large bande (i.e. une antenne) et un étage composé de multiples éléments bandes étroites (classiquement, des amplificateurs de puissance). Dans les télécommunications spatiales, ces composants sont amenés à composer avec de fortes puissances, ils sont donc réalisés à l'aide de filtres électromagnétiques à résonateurs volumiques, présentant de faibles pertes et des sélectivités élevées.

Reconfigurer ces systèmes nécessite de réussir à ajuster en fréquence les filtres accordables eux-mêmes, mais également le système de multiplexage qui doit s'adapter aux nouvelles fréquences centrales et bandes passantes des filtres ajustés. Si l'application de reconfiguration est au centre des recherches du domaine depuis une dizaine d'années, on peut néanmoins observer que les méthodes utilisées pour s'attaquer à la problématique rejoignent des techniques plus anciennes ayant contribué à résoudre avec succès d'autres défis s'étant posés auparavant aux filtres spatiaux. Les fortes contraintes environnementales, en termes de température, mais également les niveaux de précision de réalisation ont en effet amené ingénieurs et chercheurs à développer des systèmes susceptibles de corriger les systèmes de multiplexage pour relever ces deux défis qui sont le réglage post-fabrication et la thermo-compensation. Cependant, ces architectures et composants développés jusqu' alors ne permettent pas d'atteindre les besoins en reconfigurabilité visés aujourd'hui.

L'objectif de ces travaux est ainsi de proposer un système de multiplexage reconfigurable innovant, s'appuyant lui-même sur les technologies de filtrage innovantes. Pour ce faire, nos travaux seront présentés en 5 chapitres, dont le premier visera à réaliser un état de l'art des solutions d'ores et déjà envisagées pour permettre une accordabilité des systèmes spatiaux, identifier et recouper les lignes de forces des différentes technologies et des différentes approches utilisées et identifier un segment peu exploité dans lequel nous pouvons proposer de nouvelles solutions. Le second chapitre sera tourné vers l'étude du système de multiplexage, son architecture et les différents moyens de rendre cette architecture accordable. Ce chapitre nous permettra d'identifier les composants clés dont nous avons besoin pour créer une (des) architecture(s) accordable(s). Ce sera l'occasion pour nous de décomposer ce besoin en différentes étapes. Afin d'amorcer la conception de ces dispositifs, nous chercherons donc à rendre accordables dans un premier temps les composants élémentaires qui sont les cavités, les éléments de couplages et les commutateurs via différents concepts présentés dans le troisième chapitre. Ces éléments seront ensuite assemblés pour former des fonctions de filtrages dans le quatrième chapitre, avant que nous ne présentions les fonctions de multiplexages réalisées. À chacune de ces étapes, un ensemble de solutions pouvant potentiellement répondre au cahier des charges sera caractérisé, puis certaines de ces solutions seront progressivement éliminées du processus de conception pour différentes raisons, de coûts, de temps, de maturité technologique, ou d'adaptation au dispositif final. Il nous a cependant paru important d'intégrer l'ensemble de ces solutions, afin, en partie, d'inspirer ceux qui voudraient pousser plus avant ces travaux, une fois certaines des limitations mises en lumière levées.



## Chapitre I. Etat de l'art des techniques de filtrage accordable à fort facteur de qualité

---

### I.1. De l'imprimerie aux charges utiles du futur : l'évolution humaine à travers les outils de communication ?

#### I.1.1. L'humain à l'ère de l'information

Depuis le début du XX<sup>ème</sup> siècle, les découvertes dans le domaine de la télécommunication ont marqué, à bien des points de vues, un tournant important dans notre histoire contemporaine. Impactant l'organisation même des sociétés humaines, ces découvertes ont culminé avec l'invention d'Internet et son déploiement massif au début de XXI<sup>ème</sup> siècle, nous faisant entrer dans ce que certains historiens, philosophes ou sociologues appellent désormais l'ère de l'information.

Les innovations techniques dans le domaine de la communication ont toujours été des jalons impactant fortement le développement de la société humaine, que l'on parle de l'invention de l'écriture, qui marque la transition entre la préhistoire et l'histoire, ou de l'imprimerie. En remplaçant les moines copistes, cette technique mis au point par Gutenberg au milieu du XV<sup>ème</sup> siècle permet une large diffusion des livres et de la connaissance qu'ils renferment [1]. L'imprimerie est ainsi considérée comme l'un des facteurs ayant rendu possible la Renaissance, la naissance du protestantisme, la révolution scientifique, la lecture, le roman et l'alphabétisation des populations...

Aujourd'hui, la possibilité technique d'échanger et d'accéder à des savoirs et des informations instantanément a d'ores et déjà commencé à transformer fondamentalement notre société et notre façon de voir le monde [2]. Evidemment, sur beaucoup d'aspects, ces technologies permettent un progrès important, permettant l'accès à des bases de données en ligne aux chercheurs et aux curieux du monde entier, permettant à chacun d'exprimer son point de vue et de le partager, de faire de la vulgarisation, d'informer ses concitoyens ou de les alerter d'un danger. Comme toutes nouvelles technologies, les technologies de l'information soulèvent également des problématiques nouvelles, comme la cybercriminalité, la démultiplication des fausses informations, la dépendance des individus aux moyens de communications, l'accroissement de la consommation énergétique... autant de problématiques posant des défis nouveaux à l'humanité.



Figure 1 : Photographie d'Intelsat I avant sa mise en orbite.

### I.1.2. Les satellites de télécommunication

Le déploiement des réseaux d'informations se fait à travers une myriade de technologies diverses et variées, développées au cours du XXème siècle suite aux découvertes scientifiques majeures réalisées dans le domaine de l'électromagnétisme (EM) au siècle précédent [3]. C'est au cours des conflits majeurs qui marqueront le siècle passé que la majorité de ces technologies seront mise au point, de la radiotéléphonie pendant la première guerre mondiale aux applications radars pendant la seconde. Au cours de la guerre froide, la course à l'espace a abouti au lancement de satellites artificiels, en orbite autour de la Terre. Aujourd'hui, ces satellites sont très utilisés pour des applications scientifiques, militaires et civiles, à travers les satellites de télécommunication notamment. C'est le futur écrivain de science-fiction Arthur C. Clarke qui propose le concept de satellite de télécommunication le premier, en 1945 [4]. Fondamentalement, un satellite de télécommunication est un relais actif, capable de capter un signal émis depuis la Terre avant de le rayonner à nouveau dans sa direction, après traitement. L'utilisation de ces relais en orbite de la Terre permet, dans le cadre de la propagation des signaux, de contourner le phénomène de courbure de la Terre pour des transmissions sur de longues distances. En cela, les premiers satellites constituaient une alternative intéressante aux câbles téléphoniques sous-marins, coûteux à mettre en place comme à entretenir. De plus, ces câbles intercontinentaux ne permettent qu'une liaison point à point et leur implantation peut poser des problèmes législatifs quand ils sont amenés à traverser des territoires nationaux. Le premier satellite fonctionnel, Intelsat I, a été lancé en 1965 (voir Figure 1).

En substance, un satellite de télécommunications est un satellite artificiel jouant le rôle de répéteur, c'est à dire visant à assurer le relai d'un signal envoyé depuis la Terre. Le satellite entretient ainsi trois liaisons : une liaison montante, une liaison descendante, et une liaison de télémétrie et de télécommande. La part du satellite responsable de ces liaisons est nommée la charge utile du satellite. Dans sa forme la plus simple, l'architecture de la charge utile « bent pipe » est composée d'une antenne de réception, d'un amplificateur faible bruit, d'un convertisseur de fréquence pour transposer le signal en bande d'émission, d'un amplificateur à tube, d'un filtre de sortie et d'une antenne d'émission (voir Figure 2). Lorsque plusieurs

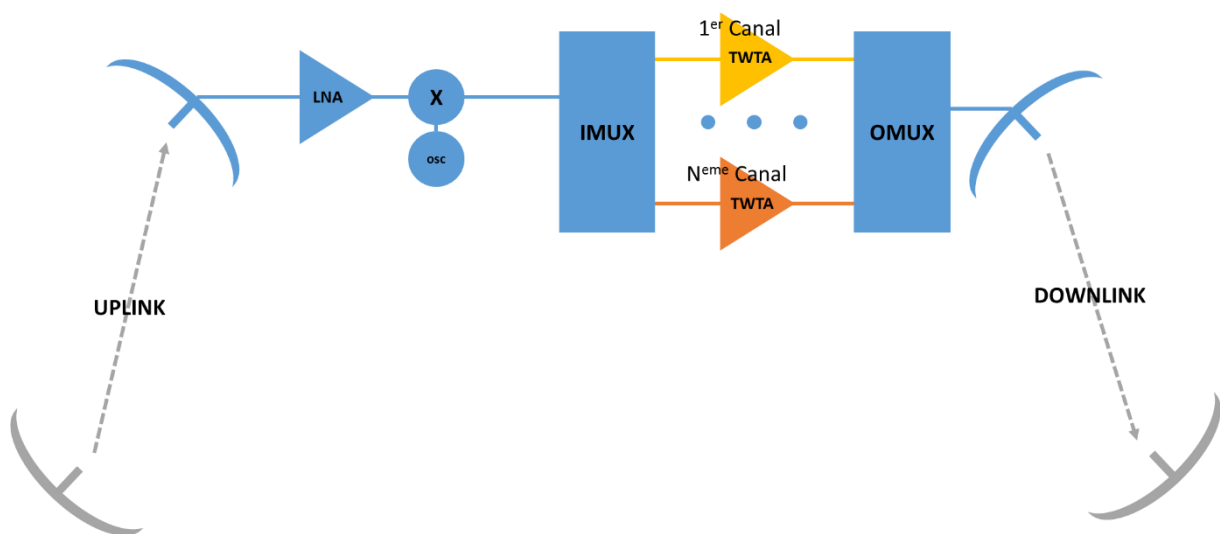


Figure 2 : Représentation simplifiée d'une charge utile de satellite de télécommunication

canaux fréquentiels sont traités en parallèle avec des amplificateurs bande étroite mais émis et reçus par des antennes large bande, les signaux sont séparés puis regroupés à l'aide d'un multiplexeur d'entrée (IMUX) et d'un multiplexeur de sortie (OMUX) [5].

### I.1.3. Vers une complexification croissante

Depuis ces architectures originelles, les satellites de télécommunication ont énormément évolué, leurs capacités se sont grandement accrues au même titre que leur complexité technologique. L'actualité de ce début d'année 2019 est en effet marqué par le lancement de 4 nouveaux satellites de la constellation O3B (Other 3 Billion, voir Figure 3) [6]. Cette constellation a pour objectif de fournir un service internet haut débit à l'aide d'une constellation de satellites en orbite moyenne dans le plan de l'équateur. Ces satellites, mobiles par rapport au sol, effectuent leur révolution autour de la Terre en six heures et fonctionnent en bande Ka, définie entre 27,5 et 31 GHz en voie montante, et 17,3 – 21,2 en voie descendante. Il est à noter que l'utilisation de cette orbite permet notamment d'obtenir des latences bien plus faibles, en diminuant le temps de trajet de l'onde EM, et de travailler avec des niveaux de puissances réduits.



Figure 3 : Photographie d'un des satellites de la constellation O3B.

D'une manière générale, de nombreux satellites, et en particulier les HTS (High Throughput Satellites) [7] visent désormais à utiliser cette bande (appelée Ka), les bandes C (4 – 8 GHz) et Ku (12 – 18 GHz), très utilisées en télécommunications civiles, étant en grande partie saturées. D'une part, la bande Ka est fréquentiellement relativement plus large que les bandes C et Ku. Elle permet également d'obtenir des faisceaux beaucoup plus directs, et le déploiement de technologies multi-spots, grâce auxquelles on peut se permettre de réutiliser les mêmes fréquences sur la zone couverte (voir Figure 4). Cette mécanique, appelée le « frequency re-use » permet une démultiplication de la capacité offerte par les satellites, qui devient dès lors compatible avec les quantités de données nécessaires à la proposition d'offres Internet à des prix raisonnables.

De nombreux projets, visent ainsi à permettre l'accès à Internet dans des zones grises ou blanches, où le raccordement via les réseaux habituels serait trop coûteux en termes d'infrastructures. Certains de ces projets passent par des satellites géostationnaires aux caractéristiques impressionnantes : Konnect VHTS [8], porté par Eutelsat et dont le lancement est prévu en 2021 devrait peser pas moins de 6,3 tonnes pour une capacité totale de

500 Gbps en bande Ka. D'autres projets passent par des constellations de satellites plus réduits, en orbite moyenne, comme la constellation O3B. Enfin, d'autres projets sont proposés autour de méga-constellations. La constellation OneWeb [9] est prévue pour regrouper 650 petits satellites produits à la chaîne, opérant en bande Ku, de masse très réduite (150 kilos environ) et positionnés sur des orbites basses. Les six premiers satellites ont été lancés en février. La méga-constellation Starlink [10], quant à elle, est prévue pour être déployée au cours de l'année et comportera à terme 12 000 mini-satellites de 400 kilos. Ces satellites seront notamment les premiers à utiliser la bande V (40 à 75 GHz) dans le cadre d'un processus de télécommunications. Enfin, le projet Kuiper, venant d'être annoncé [11], pourrait venir compléter cette offre avec une constellation de 3 236 éléments sur plusieurs orbites en bande Ka et Ku.

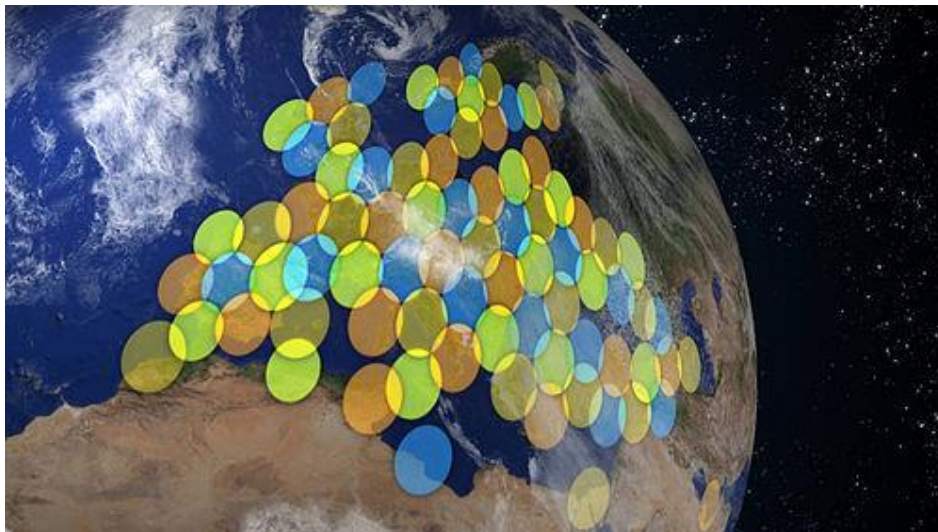


Figure 4 : Illustration du principe de Frequency Re-use, ici avec KA-SAT

#### **I.1.4. Les charges utiles reconfigurables : une technologie de rupture**

Comme on peut le constater, des propositions techniques diverses voient le jour dans le but de permettre l'accès Internet à l'ensemble de la population mondiale, une personne sur deux environ n'étant pas raccordé au réseau en 2018 [12]. Le secteur des télécommunications spatiales est donc en innovation constante et en plein bouleversement face à de nouveaux acteurs qui viennent générer des investissements massifs et proposer de véritables changements de paradigmes. Des lanceurs innovants, notamment, permettent de faciliter la mise en orbite des systèmes avec des coûts fortement réduits [13]. On voit ainsi de nouveaux besoins émerger dans ce contexte, comme celui de la reconfigurabilité.

Les premières mentions du besoin de reconfigurabilité datent en réalité des années 1980 [14], à cette époque, chaque satellite présent dans une constellation responsable d'assurer une couverture est doublé d'un satellite de secours. L'idée est de mettre en œuvre des technologies susceptibles de reconfigurer la charge utile de ce satellite de secours afin qu'il puisse remplacer n'importe quel satellite de la constellation tombant en panne. Ainsi, des économies d'échelle peuvent être réalisées en réduisant le nombre de satellites de secours en orbite.

Ce nouveau besoin donnera alors lieu à des travaux divers, sur l'ensemble des composants de la charge utile, afin de les rendre agiles [15]. Ces travaux se poursuivent notamment au milieu des années 2000, quand la question du haut débit internet par satellite est soulevé. L'accent est alors mis sur deux utilisations clés de ce type de technologies.

D'une part, la possibilité offerte par les composants accordables de permettre une certaine généralité, c'est-à-dire d'avoir un produit identique, susceptible d'être réglé pour répondre au cahier des charges particulier de la mission. Ainsi on passe d'une conception à la pièce, à la demande, à une conception unique d'un produit pouvant être adapté, ce qui permet de produire le produit en question à la chaîne et de réaliser d'importantes économies d'échelle (délai et coût de réalisation). Dans le cadre du lancement des méga-constellations de satellites, on comprend bien l'importance de ce concept de généralité.

Le deuxième axe important est celui de la reconfigurabilité, c'est-à-dire la possibilité de changer le plan de travail du satellite (fréquentiel notamment, mais aussi le nombre ou la forme des spots par exemple) en cours de mission, et donc en orbite. La durée de vie des satellites pouvant atteindre une quinzaine d'année, les besoins des exploitants peuvent évoluer dans le temps et ne plus correspondre au plan de travail initialement mis en place. Par exemple, un satellite prévu pour desservir autant d'utilisateurs en Europe de l'Est et en Europe de l'Ouest peut se retrouver après une décennie à avoir une pénurie de clients d'une part du continent, et un excédent de l'autre. Sans la possibilité de réallouer la ressource où il est nécessaire d'en disposer, l'opérateur se verra contraint de refuser des clients tout en ayant de la ressource inutilisée (voir Figure 5). Par ailleurs, l'activité humaine, et donc le besoin en débit d'information, évolue au cours d'une même journée pour chaque usager. L'allocation de ressources gagne ainsi à privilégier des zones géographiques se décalant d'est en ouest avec le temps. A capacité globale constante, une réaffectation des ressources permet donc de répondre aux besoins d'un plus grand nombre de clients.

Comme l'a démontré le théorème de Nyquist-Shannon [16], la quantité d'information pouvant être transmise au sein d'un canal de communication est dépendante de la bande passante fréquentielle de celui-ci. Il est donc nécessaire de faire varier les largeurs de bandes passantes attribuées aux différents canaux afin de répondre à cette demande de reconfigurabilité.

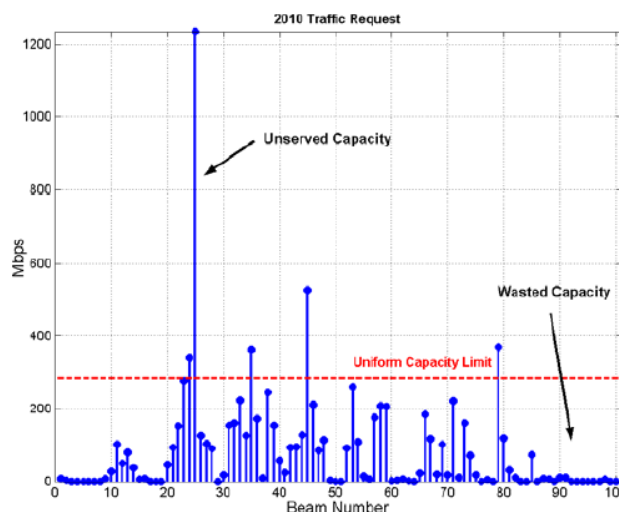


Figure 5 : Exemple de consommation en fonction de la capacité suivant le spot considéré

Le satellite Quantum [17] propose ainsi une plateforme technologique complètement agile et reconfigurable, construite par Airbus et prévue au lancement en 2019. Ce programme vise à réallouer des ressources fréquentielles entre spots, de redéfinir ces spots, de les regrouper, de suivre un aéronef ou un navire au cours de ses déplacements.

### **I.1.5. De la charge utile aux multiplexeurs**

Afin d'atteindre ce double objectif de reconfigurabilité et de généricité de la charge utile, il est, en première approche, nécessaire de faire de même sur les composants clés de la charge utile, dont les multiplexeurs d'entrée et de sortie à travers les filtres qui les composent [18]. D'autres pistes technologiques, en particulier numériques, permettent d'éviter l'agilité des multiplexeurs. Leur mise en œuvre est toutefois complexe, et potentiellement énergivore, aussi l'ensemble des pistes sont actuellement explorées de manière parallèle, mêlant approches analogiques et numériques à différents niveaux [19]. Mes travaux de thèse s'inscrivent dans ce contexte.

Les multiplexeurs d'entrée (IMUX) et les multiplexeurs de sortie (OMUX) sont des dispositifs susceptibles d'orienter sur une ou plusieurs voies des signaux issus d'une ou plusieurs voies, en fonction de leur fréquence. Dans un dispositif satellitaire, l'IMUX distribue le signal issu de l'étage large bande de réception vers plusieurs canaux d'amplification bande étroite. L'OMUX réalise la tâche inverse, consistant à recombinaison les signaux amplifiés sur une voie, connectée au travers d'un filtre large bande à l'antenne d'émission. Ces multiplexeurs comportent des filtres analogiques passe-bandes, qui peuvent être associés ensemble suivant plusieurs topologies [20]. La topologie la plus utilisée dans les télécommunications spatiales est la topologie à manifolds couplés, en raison de sa compacité et de ses faibles pertes d'insertion. Les démultiplexeurs (DEMUX) constituent un produit un peu particulier, qui vise, à l'instar des IMUX, à séparer un signal large bande en plusieurs canaux bande étroite. Toutefois, le DEMUX est situé en sortie du dispositif, et transfère une puissance importante aux antennes d'émission, il répond donc à un cahier des charges très différent de celui de l'IMUX.

Ces produits ont un cahier des charges assez stricte en raison de l'environnement particulier dans lequel ils opèrent. Ils doivent être le plus compact et le plus léger possible, afin de garantir des coûts de mise en orbite minimaux. Pour limiter la consommation électrique, ils doivent être faible pertes, en particulier les OMUX/DEMUX, qui sont traversés par des signaux de plusieurs centaines de watts. Ils doivent à ce titre être susceptibles de supporter des signaux de puissances aussi élevées sans détérioration du matériel et être capables d'évacuer la chaleur générée. Ils doivent également supporter les contraintes physiques en température, en vibration, en tenue au chocs, propres aux applications spatiales. Enfin, étant donné qu'il est impossible d'aller effectuer des opérations de réparation en orbite, ils doivent être robustes et garantir une durée de vie supérieure à celle de la mission.

De telles contraintes excluent de fait un certain nombre de technologies trop fragiles, trop sensibles ou présentant des pertes trop élevées. En filtrage, elles nous forcent à nous concentrer sur une technologie bien spécifique, la technologie des résonateurs volumiques, seuls susceptibles de fournir de très forts facteurs de qualité, supérieurs à 10 000 [21], [22].

Du point de vue de la fonction de reconfigurabilité en elle-même, il est important d'être en mesure de reconfigurer les largeurs de bandes passantes et les fréquences centrales des canaux dans des ratios importants, afin d'avoir une fonction la plus utile possible, susceptible de modifier les quantités de données accessibles dans une large proportion.

Cependant, il est important de noter que les besoins en reconfiguration sur ces produits sont, soit quotidiens, afin de suivre l'évolution de la consommation sur un cycle jour/nuit, soit ponctuels, dans le cadre d'une modification du plan de fréquences réalisée pour faire correspondre la répartition des flux de données avec la répartition de la clientèle. Cet espacement temporel entre les reconfigurations permet l'utilisation de commutateurs et d'actuateurs mécaniques, plus robustes et permettant des mouvements de plus grande amplitude mais plus lents que d'autres types d'actuateurs.

C'est une tâche particulièrement ardue que de rendre accordables ces dispositifs, et en premier lieu, les filtres qui les composent, tout en conservant ce niveau d'exigence en termes de produit fini. Ainsi, de nombreuses pistes ont été explorées au fil du temps par différentes équipes, produisant des résultats toujours plus performants. Nous allons ici chercher à passer en revue ces différentes pistes et les propositions avancées dans le domaine par la communauté scientifique.

### **I.1.6. Les filtres et leurs multiples technologies de réalisation**

Un filtre est un dispositif hyperfréquence comportant une entrée et une sortie, il est capable de laisser traverser ou de réfléchir une onde avec laquelle on l'excite en fonction de sa fréquence. Les filtres sont composés d'un ou plusieurs résonateurs, dont la fréquence de résonance est fonction à la fois de leurs dimensions physiques et des caractéristiques physiques des matériaux composant le résonateur. Les résonateurs sont délimités par des matériaux exerçant des conditions limites sur le champ électromagnétique, le plus souvent des frontières conductrices. A certaines fréquences discrètes, un résonateur présente ainsi une fréquence de résonance, c'est-à-dire une fréquence particulière pour laquelle le champ électromagnétique peut exister à l'intérieur de la structure dans une répartition spécifique, appelée mode de résonance.

Les résonateurs sont associés entre eux pour former des fonctions de filtrage à travers un phénomène physique qu'on appelle le couplage. Le couplage peut être vu comme une façon d'associer les différents modes de résonances de résonateurs pour former des résonances de filtres, qui, disposées à des fréquences particulières permettent d'obtenir une fonction de filtrage d'autant plus sélective (capacité à ne pas transférer les signaux en bord de bande passante) que le nombre de résonateurs est important. Cette fonction de filtrage permet généralement de garantir que le filtre présentera une transmission, c'est-à-dire un ratio entre la puissance transmise par le filtre et la puissance qui lui est fournie, qui sera approximativement constant dans une bande-passante définie autour d'une fréquence centrale.

Différentes technologies de filtres hyperfréquences ont ainsi été mises au point afin de couvrir un spectre varié d'applications, notamment dans le domaine des télécommunications. Nous nous concentrerons sur les filtres volumiques, à différencier notamment des filtres planaires. Ces derniers visent à concentrer le champ dans un substrat diélectrique très fin et donc obtenir des filtres très compacts. L'inconvénient réside toutefois dans le fait que ces filtres présentent des pertes importantes d'énergie, du fait de l'interaction entre l'onde et la matière dans laquelle cette dernière se propage. Dans le cadre d'applications de forte puissance, comme celles qui sont visées par les travaux présentés ici, où les dispositifs sont fréquemment exposés à des puissances de l'ordre de grandeur de la dizaine ou de la centaine de watts, l'utilisation de telles technologies est donc inenvisageable.

A contrario, les filtres en guide d'onde, ou volumiques, sont des résonateurs de grandes dimensions, généralement remplis de vide. A défaut de compacité, ils ont l'avantage de présenter des pertes très faibles, qui se traduisent par des facteurs de qualité à vide ( $Q_0$ ) très élevés, typiquement compris entre 1000 et 20 000. Ce facteur de qualité impacte à la fois les pertes dans la bande passante et la sélectivité du filtre.

### **I.1.7. Reconfigurer les filtres volumiques**

Depuis les années 1980 et les premières mentions [14] de la nécessité d'incorporer des filtres reconfigurables dans les charges utiles des satellites, de nombreuses équipes de scientifiques ont travaillé de par le monde sur le sujet, afin de proposer un ensemble de solutions toujours

plus innovantes et performantes. La quantité de publications sur le sujet ces dernières années s'est nettement accrue, démontrant l'intérêt croissant de la communauté pour cette thématique (voir Figure 6).

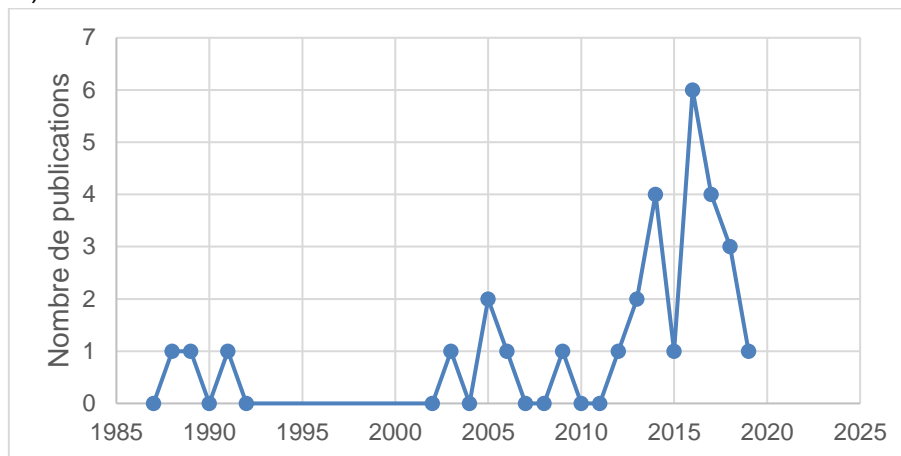


Figure 6: Evolution de la quantité de publications sur le filtrage accordable à actuateurs mécaniques au cours du temps (dans la présente bibliographie)

Afin d'évaluer une fonction de filtrage reconfigurable, il convient d'utiliser les mêmes grandeurs caractéristiques qui permettent usuellement de caractériser les fonctions de filtrage, à savoir, de manière non-exhaustive : sa fréquence centrale, la largeur de sa bande passante, son niveau d'adaptation, ses pertes d'insertion et donc son facteur de qualité à vide, son isolation, sa sélectivité et son temps de propagation de groupe. L'évolution de ces grandeurs caractéristiques en fonction de la reconfiguration doivent toutefois être également considérées. Généralement, on cherchera à faire varier la fréquence centrale et/ou la bande passante du filtre de manière contrôlée tout en maintenant stable les autres grandeurs. Par ailleurs, d'autres grandeurs peuvent être amenées à intervenir pour évaluer la pertinence des solutions proposées, comme la quantité de commande, leur compacité et leur praticité d'intégration, leur consommation et les temps de commutation proposés par ces derniers. D'une manière générale, on peut distinguer trois grandes méthodes pour reconfigurer les filtres volumiques : l'utilisation de commandes électriques, de moteurs mécaniques ou de commandes magnétiques.

Les commandes électriques sont généralement utilisées pour commander des dispositifs micro-électromécaniques (MEMS) capables de venir reconfigurer des parois mobiles de résonateurs. Ces dispositifs présentent des temps de réponses très faibles, qui peuvent permettre des commutations très rapides, de l'ordre de la microseconde [23]–[27] (voir Figure 7). Toutefois, ces dispositifs ne permettent pas d'exercer des forces de contraintes élevées ou des mouvements de grande amplitude. Ils sont donc généralement utilisés pour rendre mobiles certaines parois de résonateurs qui doivent être très compacts pour être sensibles à ces mouvements de faible amplitude (sauf à se limiter à de très faibles amplitudes de variation), et présentent donc des facteurs de qualité rarement supérieurs à 2000 [23], [24], [27]. Les MEMS peuvent également être utilisés en tant qu'interrupteurs pour connecter à un perturbateur métallique isolé du corps du filtre un certain nombre de capacités en parallèle le séparant de la masse, comme dans [25], [26]. Cette méthode, très efficace pour certaines applications, dégrade toutefois fortement le facteur de qualité du résonateur en faisant intervenir de tels éléments localisés.

Une technique mise au point par G.I. Panaitov [28] a néanmoins permis d'obtenir un résonateur accordable montrant des facteurs de qualité supérieurs à 12 000, pour des



variations de fréquence centrale limitées à quelques MHz. Elle consiste à approcher plus ou moins un substrat gravé de ligne micro-rubans d'un résonateur diélectrique cylindrique positionné au centre d'une cavité à l'aide d'actuateurs MEMS.

Toutefois, il est à souligner qu'en plus de la question du facteur de qualité et des pertes souvent très élevées liées à l'utilisation de dispositifs aussi compacts, les contraintes d'amplitude de variation des paramètres de filtrage, de fiabilité ainsi que de sensibilité mécanique propres aux applications satellitaires ont jusqu'à présent empêché l'intégration de ce type de solutions dans des programmes spatiaux.

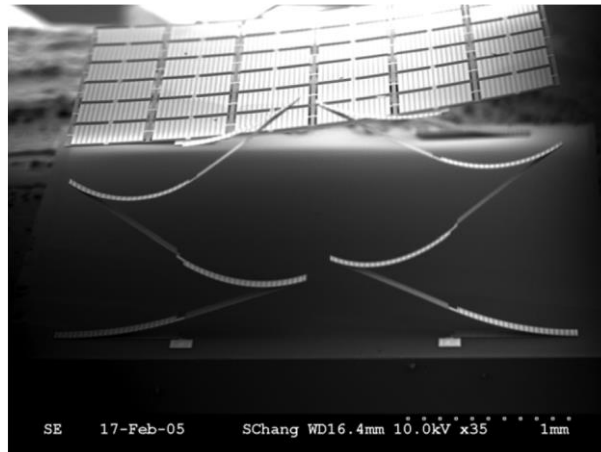


Figure 7: Photographie du MEMS utilisé comme actuateur par W.D. Yan [23]

D'autres filtres utilisent des systèmes à base de matériaux magnétostatiques comme dans les travaux de M.S. Arif [29], en tant qu'actuateurs. Tout comme pour l'utilisation d'actuateurs MEMS, les mouvements mis en jeu sont relativement faibles, et par conséquent les facteurs de qualité présentés par les résonateurs très compacts mis au point sont relativement faibles. De plus, l'utilisation d'un actuateur magnétique nécessite d'alimenter l'aimant de manière permanente, à l'aide d'un courant électrique continu, ce qui joue grandement sur la consommation du dispositif, ici de l'ordre de 500 mW. Ce type de dispositif est donc peu pertinent pour des dispositifs embarqués et autonomes, comme les systèmes spatiaux.

Afin de conserver un dispositif présentant un facteur de qualité élevé, il convient donc d'utiliser des résonateurs de dimensions importantes et majoritairement remplis de vide. D'une part dans le but de limiter les interactions entre les surfaces métalliques et les champs magnétiques, qui génèrent des pertes métalliques. D'autre part, de limiter les interactions entre les matériaux diélectriques et les champs électriques, qui génèrent des pertes diélectriques en fonction des valeurs de tangente de pertes des matériaux. On utilise donc préférentiellement des dispositifs de résonateurs volumiques en guide d'ondes ou en cavités vides.

Ces dispositifs ayant des dimensions importantes, la manière la plus commune de venir affecter leurs fréquences de résonance afin de les reconfigurer consiste à utiliser des actuateurs mécaniques, par exemple des moteurs pas à pas, afin de rendre mobile une paroi ou un perturbateur à l'intérieur de la cavité. Ces actuateurs mécaniques, bien que présentant des temps de réponse bien plus longs que les actuateurs électriques ou magnétiques, ont l'avantage d'être plus résistants aux conditions environnementales de l'industrie spatiale. Ces temps d'actuation sont par ailleurs compatibles avec les besoins de reconfigurabilité identifiés au paragraphe précédent.

A contrario, il est également possible de réaliser des filtres accordables particulièrement compacts en utilisant les technologie BAW-SMR (bulk acoustic waveguide - substrate mounted resonator) [30], ce qui nécessite de venir connecter de manière discrète des éléments localisés au résonateurs, comme dans les travaux de M. El Hassan [31]. Cette technique reste toutefois limitée en facteur de qualité, en puissance, ainsi qu'en fréquence et n'est donc pas la plus adaptée à notre cas d'application.

## **I.2. Etat de l'art des dispositifs de reconfiguration mécanique**

Nous avons ainsi réalisé une étude bibliographique détaillée sur les méthodes visant à reconfigurer des filtres volumiques par effet mécanique. Afin de reconfigurer ces fonctions des propositions sont avancées par les différents concepteurs à trois niveaux distincts.

Initialement, on va chercher à reconfigurer la cavité elle-même et sa fréquence de résonance. Dans ce but, les concepteurs vont souvent chercher à rendre mobiles les parois extérieures du résonateur afin de le redimensionner. Une autre option consiste à utiliser un perturbateur mobile en position à l'intérieur de la cavité, afin de venir modifier la répartition des champs électromagnétiques du mode de résonance établi. Cette dernière perturbation entraîne un décalage fréquentiel du mode en question, mais également, de manière récurrente, une dégradation du facteur de qualité.

On peut également chercher à modifier les valeurs des coefficients de couplage, c'est-à-dire la manière dont les différents modes de cavités interagissent entre eux pour former la fonction de filtrage du filtre. Ces coefficients sont notamment responsables de la bande-passante du filtre et de son adaptation. Là encore, on peut distinguer différentes approches, allant du contrôle direct de ces coefficients par des éléments de commande spécifiques à une optimisation de la structure visant à les rendre invariants au cours de la reconfiguration.

Enfin, nous nous intéresserons à la manière dont les concepteurs ont intégré leur filtre accordable dans une structure plus large, par exemple dans des dispositifs de multiplexage [20].

### **I.2.1. Redimensionnement des résonateurs**

Les résonateurs constituent donc les briques élémentaires des filtres hyperfréquences, généralement de forme parallélépipédique ou cylindriques lorsqu'on parle de résonateurs volumiques. Ils peuvent cependant présenter des formes plus spécifiques, comme les résonateurs diélectriques où le champ se concentre dans un volume de matériau isolant lui-même placé dans une enceinte métallique, ou les résonateurs combline pour lesquels le champ électromagnétique se concentre dans une zone étroite entre un plot métallique et le capot de la cavité (voir Figure 8). Le phénomène de résonance s'expliquant par un phénomène d'interférence des ondes effectuant des allers et retours à l'intérieur du résonateur, les fréquences auxquelles ce phénomène s'observe sont liées aux dimensions de ce résonateur.

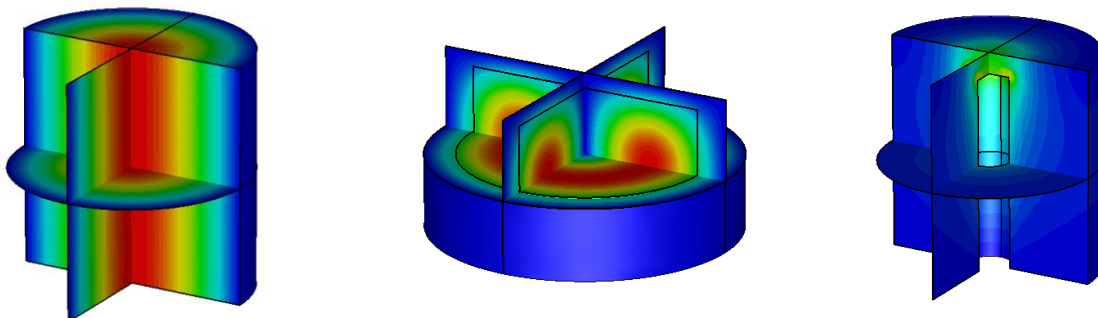


Figure 8: Modes de résonances classiquement utilisés (iso-valeurs absolues du champ électrique) d'un résonateur cylindrique, d'un résonateur diélectrique et d'une résonateur combine, de gauche à droite. Les iso-valeurs sont représentées du rouge, plus fort, au bleu, plus faible. Cette convention restera valable tout au long du présent manuscrit.

Une première méthode permettant de faire varier les fréquences de résonances de ces différents résonateurs consiste à rendre mobiles leurs parois. Une des difficultés principales réside alors à permettre cette mobilité, ce qui nécessite d'employer des contacts coulissants et donc des jeux entre les pièces en translation ou en rotation, tout en évitant la dissipation d'énergie vers l'extérieur de la cavité via des courants de fuite ou des effets coaxiaux. Le choix de modes de résonance adaptés, ainsi que la mise en œuvre d'autres techniques spécifiques permet toutefois d'éviter ou de minimiser cette dissipation d'énergie, qui a des effets particulièrement délétères sur le facteur de qualité du résonateur.

Le résonateur combine est certainement le résonateur sur lequel réaliser des reconfigurations en fréquence semble le plus aisé. Etant donné la concentration du champ électrique dans une zone restreinte de la cavité, une réduction de l'espace entre le barreau métallique et la paroi de blindage (ou gap) à l'aide d'une paroi mobile résulte immédiatement en un décalage en fréquence important.

S. Fouladi [25], propose un piston mobile en translation placé en vis-à-vis du doigt central et permettant le contrôle du gap à l'aide de piézo-moteurs. Le filtre compact ainsi constitué, visible en Figure 9, est capable de présenter une fréquence centrale variable de 2,565 à 2,635 GHz pour une bande passante fixe de 30 MHz. Le filtre démontre toutefois un facteur de qualité relativement faible et évoluant rapidement entre 2250 et 2900 en fonction de l'état de reconfiguration, car le facteur de qualité du mode est très lié à la hauteur du gap.

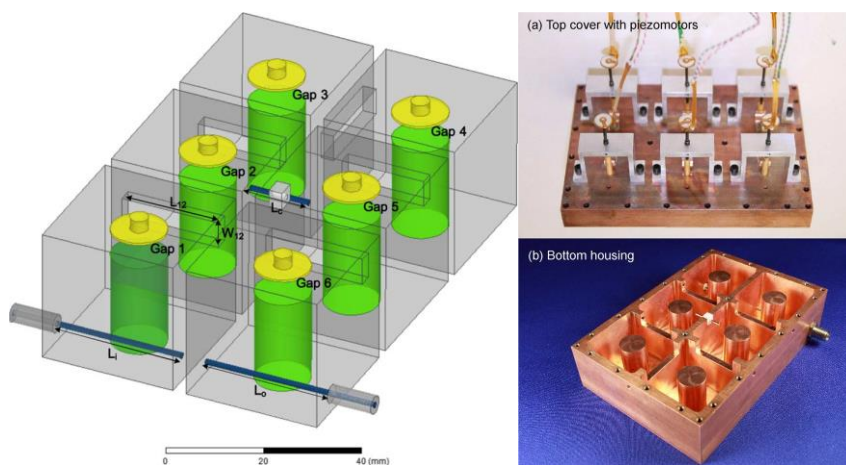


Figure 9: Vue CAO et photographies du filtre combine réalisé en [25]

La grande majorité des filtres volumiques reconfigurables sont toutefois réalisés sur des modes de cavités cylindriques, ayant l'avantage de proposer des facteurs de qualité très élevés mais également des modes duaux. Les publications [32]–[36] utilisent par exemple le mode de résonateur TE<sub>011</sub> (qui lui est non dual) dont la répartition est telle que le champ électrique soit nul sur l'ensemble des bords de cavité (la direction du champ électrique étant azimutale). Par ailleurs, les courants de surface de ce mode étant nuls sur les arrêtes du cylindre, d'éventuelles fentes à cet endroit perturbent peu le mode et génèrent peu de courants de fuites. Les différents concepteurs ayant travaillé sur ce mode ont ainsi mis au point un piston de rayon plus ou moins important venant plus ou moins confiner le mode dans la cavité. Le piston permet par ailleurs de réaliser une isolation modale. Ce mode est en effet présent,

dans un cylindre parfait, à la même fréquence que deux autres modes, qui sont alors dits dégénérés et qu'il convient d'éloigner en fréquence.

Dans la référence [32], les auteurs présentent un filtre d'ordre 4 susceptible de se décaler en fréquence dans une bande de 200 MHz autour de sa fréquence de fonctionnement de 12,05 GHz, soit 1,66% (voir Figure 10). Le filtre présente des pertes d'insertions de l'ordre de 0,6 dB ce qui correspond à un facteur de qualité de 9000, et conserve une adaptation supérieure à 15 dB dans la bande d'accord en fréquence (à bande passante constante). Les pistons sont ici enfoncés de manière synchrones à l'aide d'un moteur pas à pas et d'un pas de vis.

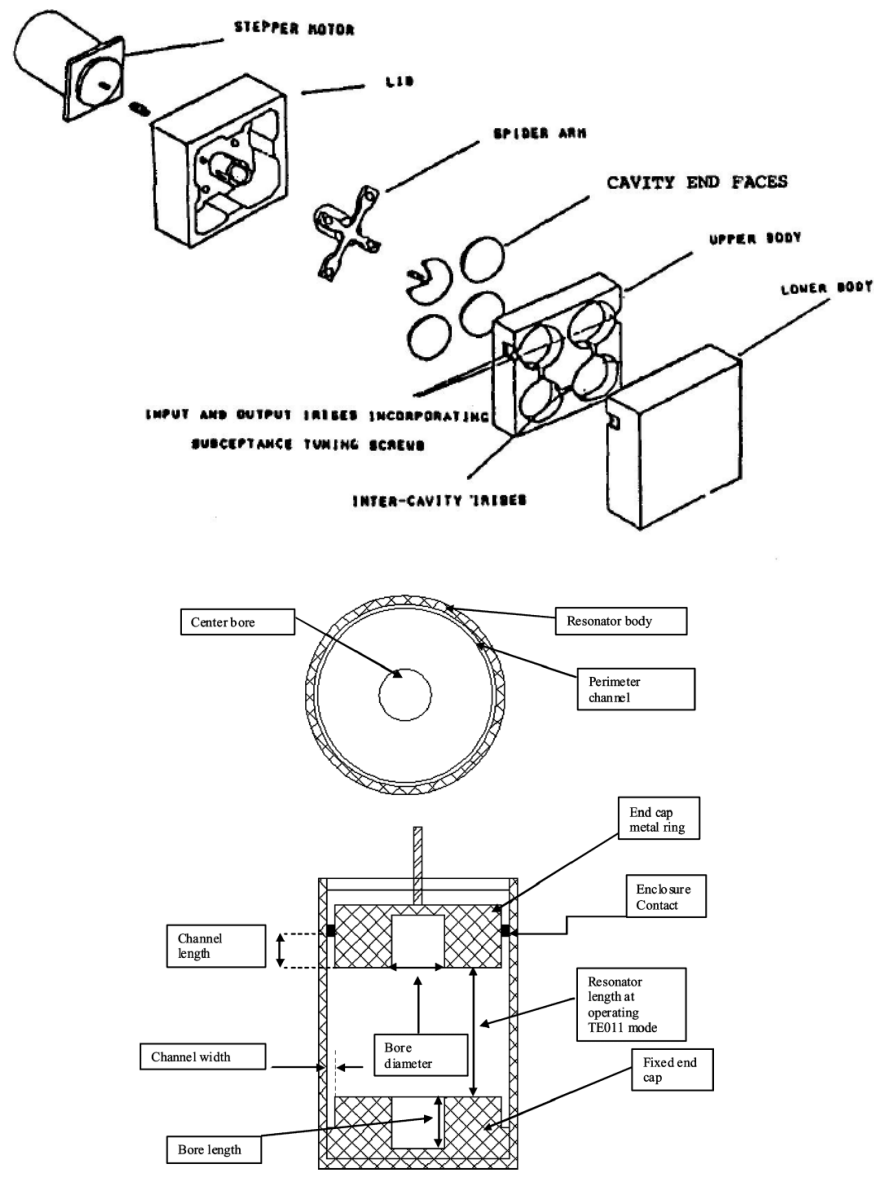


Figure 10 : Schémas de principe du filtre accordable [32] et du résonateur [33] proposés par M.A. Kunes et G.G. Connor.

Dans l'article de référence [33], un élastomère est utilisé comme joint entre la cavité et le piston mobile, afin de prévenir tout courants de fuites éventuels et d'assurer un contact électrique constant entre le corps du filtre et le piston. La présence de cet élastomère de conductivité relativement faible ( $\sigma = 2,0 \cdot 10^4 \text{ S.m}^{-1}$ ) n'induit pas de pertes importantes du fait de sa localisation dans une zone où le champ électrique est faible pour le mode de travail. Les filtres présentés sont deux 6 pôles connectés l'un à l'autre à travers un isolateur. Les deux filtres

montrent des réponses de type pseudo passe-bas et pseudo passe-haut qu'on peut décaler en fréquence. Associées ensemble, elles permettent d'obtenir une fonction passe-bande capable de se décaler en fréquence sur une plage de 500 MHz autour de 20 GHz (soit 2,5 %) en conservant une adaptation supérieure à 20 dB mais également d'obtenir une bande passante variable entre 40 et 160 MHz (0,2 – 0,8%).

Des modes particulièrement utilisés dans la littérature [37]–[42] sont les modes  $TE_{11n}$ , en particulier les modes  $TE_{113}$ ,  $TE_{114}$  ou  $TE_{112}$ . En plus de présenter un facteur de qualité élevé, ces modes ont également l'avantage d'être des modes duaux, c'est-à-dire qu'ils présentent deux polarisations orientées à  $90^\circ$  l'une de l'autre et qui coexistent à la même fréquence dans une cavité symétrique. Ainsi, il est possible d'utiliser ces deux fréquences de résonance dans chaque résonateur et d'obtenir des filtres bi-modes qui présentent deux fois moins de résonateurs qu'une même fonction réalisée avec des résonateurs monomodes, et sont donc bien plus compacts. Ces modes ne présentent toutefois pas les avantages du mode  $TE_{011}$  du point de vue de la répartition des champs électromagnétiques et des courants de surfaces, ce qui nécessite pour les concepteurs de mettre en place diverses techniques afin d'éviter les fuites de champ.

Dans un article écrit par U. Rosenberg [39], un second piston mobile a été implanté en vis-à-vis du premier. En plus de permettre une plus large reconfiguration de la fréquence de résonance de la cavité, ce second piston permet également de modifier la position des maxima de champs dans la cavité, en déplaçant les deux pistons d'une même distance et dans le même sens. Le principal avantage de cette méthode vise ainsi à permettre une modification de la valeur de couplage du mode tout en conservant une fréquence de résonance identique. Un principe analogue est suggéré dans [43] avec un mode rectangulaire  $TM_{120}$ , même si aucune indication n'a été donnée quant à une éventuelle méthode visant à circonscrire le champ dans la cavité.

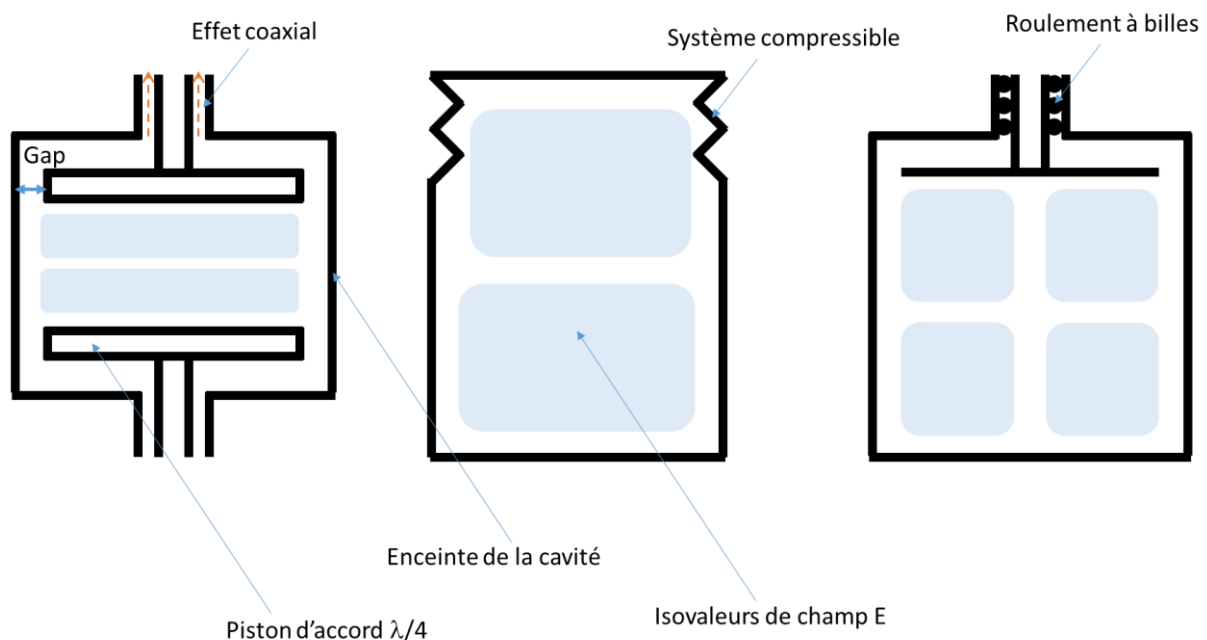


Figure 11 : Schémas de fonctionnement des résonateurs [39], [42], [44], de gauche à droite.

Dans les publications [38]–[41], un gap important est respecté entre le bord de la cavité et le piston. Ce gap de largeur contrôlée évite les contacts électriques non maîtrisés à cet endroit où le champ est assez important. L'insert est dimensionné afin de présenter une longueur

équivalente à  $\lambda_g/4$  à la fréquence centrale de la bande d'accord, et ainsi isoler la partie de la cavité située au-delà du piston, comme montré sur la Figure 11. Toutefois, cette solution a l'inconvénient de n'être efficace qu'autour d'une fréquence donnée, ce qui limite la plage d'accord de la cavité. Par ailleurs le principe d'une cavité présentant un piston supérieur et un piston inférieur est également utilisé dans [41], cette cavité permet au-delà d'une plus grande agilité fréquentielle, de contrôler la position du maxima de champ du mode dans la cavité, en réglant différentiellement les deux pistons. Cette possibilité possède un intérêt, notamment pour contrôler les coefficients de couplage entre les cavités, que nous verrons en détail par la suite. Dans un autre article d'U. Rosenberg [38], on obtient ainsi un facteur de qualité stable à 11 200 pour une gamme de fréquences centrales allant de 25,55 à 26,45 GHz (3,5%), avec une bande passante constante de 30 MHz.

Dans l'article de B. Yassini [42], le choix a été fait d'éviter totalement les problématiques de contacts coulissants entre les différentes pièces en venant exercer une déformation mécanique de l'une des parois. L'extrémité de la cavité est en effet composé d'un système mécanique en accordéon, susceptible de se déformer s'il lui est exercé une importante force de compression (voir Figure 12). Le dimensionnement de ce sous-système mécanique est exposé dans l'article et montre le compromis nécessaire entre la capacité du sous-système à se déformer et la force nécessaire à l'actuation du dispositif ainsi que le maintien de son fort facteur de qualité. Par ailleurs, ce type de dispositif ne permet pas un accord sur une large plage de fréquences. Le facteur de qualité est conservé supérieur à 8000 avec un accord en fréquence sur une plage de 11,73 à 12,19 GHz (3,8%), les filtres présentent une bande passante de 160 MHz.

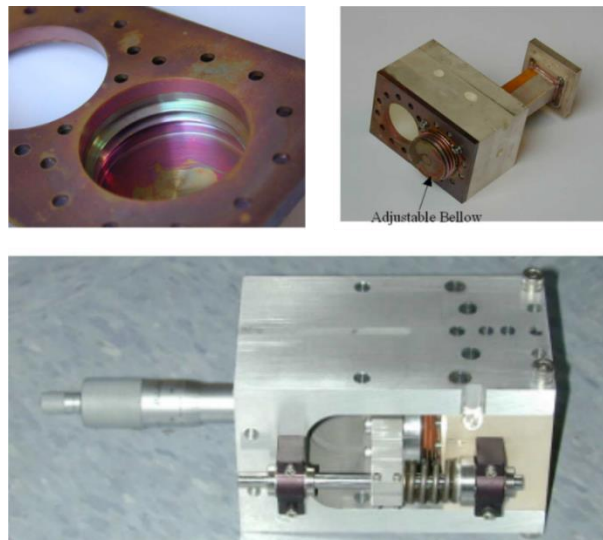


Figure 12: Photographies du résonateur [42]

D'autres auteurs ont choisi d'utiliser le mode dual  $TE_{211}$  [44], dont la répartition radiale est relativement différente. Toutefois, cette problématique des contacts électriques entre les pièces se pose également, mais se trouve être résolue par l'utilisation d'une vis intégrant un roulement à billes. Néanmoins, cette solution n'empêche pas l'espace situé à l'arrière de la cavité de présenter de potentielles résonances parasites qui peuvent détériorer la réponse du filtre, son facteur de qualité ou sa sélectivité à un moment ou un autre du mouvement de translation. Il est donc nécessaire de limiter l'amplitude du mouvement d'accord afin d'éviter l'établissement de ces modes parasites. Les auteurs ayant intégré leurs filtres dans un sous-système similaire à celui vu en [33], ils obtiennent un facteur de qualité d'environ 17 000 par

filtre, et la possibilité de reconfigurer la réponse du couple de filtre pour fournir une bande passante accordable (50 – 200 MHz) à une fréquence centrale variable (19,82 – 20,06 GHz). Le mode fondamental de cavité rectangulaire  $TE_{101}$  a également été utilisé dans [45]. Ce mode présente un avantage indéniable en terme d'isolation, les modes supérieurs étant relativement éloignés. Cette isolation permet donc l'obtention de bandes relativement larges, même si les auteurs se sont limités à un filtre présentant une bande passante de 2%. En contrepartie, il faut toutefois noter que ce mode possède l'inconvénient de présenter des facteurs de qualité relativement bas, aux alentours de 3000, lors du processus de reconfiguration du filtre. Les auteurs ont choisi d'implanter un mur mobile au sein du filtre, commun à l'ensemble des cavités qui le compose. Ce mur mobile présente un important gap avec les limites hautes et basses de la cavité, et les auteurs ayant remarqué l'établissement d'un certain nombre de modes parasites le long de ces fentes, ont choisi de fonctionnaliser la forme du mur mobile afin de gêner l'établissement de ces modes parasites, comme montré Figure 13. Il est à noter cependant, que cette technique d'accord présente une sensibilité importante aux effets multipactors, qui peuvent endommager le matériel lorsqu'un champ électrique très important s'installe entre deux plans métalliques à proximité l'un de l'autre [46]. Ce dispositif ayant été développé dans des applications de 5G mobiles, il n'est toutefois pas supposé être soumis à de fortes puissances, contrairement aux systèmes que nous cherchons à développer dans le cadre de cette thèse.

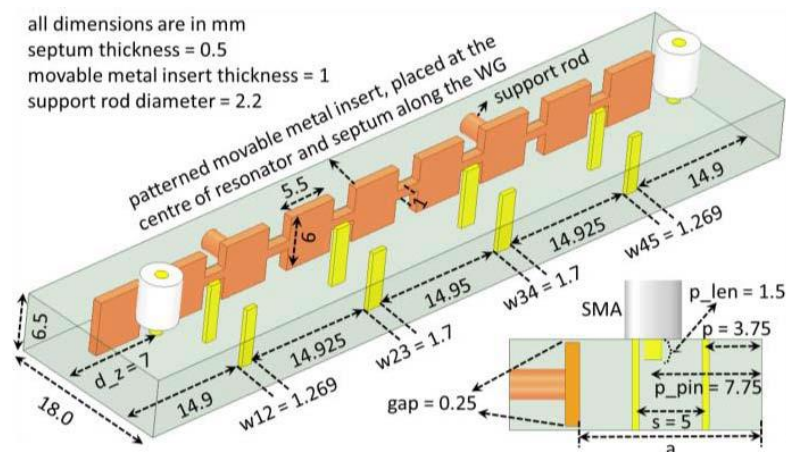


Figure 13 : Vue CAO du filtre réalisé dans l'étude [45]

Enfin, il est à noter que la reconfiguration des résonateurs est relativement inefficace quand on parle de résonateurs diélectriques (voir Figure 8). Venir modifier la proximité du blindage métallique n'affecte en effet qu'à la marge la répartition des champs et donc la fréquence de résonance du mode utilisé qui s'installe quasiment exclusivement dans le résonateur diélectrique, en tout cas dans la forme traditionnelle de ce type de filtres. Ce dernier étant solide, il est impossible de venir le comprimer ou de diminuer son volume d'une quelconque façon. Une méthode usuellement appliquée pour venir affecter ces modes, consiste à venir implanter des vis métalliques à proximité des résonateurs diélectriques [47], [48]. Ces méthodes ne permettent toutefois pas l'obtention de fortes perturbations, et sont donc exclusivement utilisées à des fins de réglage post-fabrication. En outre, elles ne constituent pas des reconfigurations volumiques de la cavité à proprement parler, mais s'apparentent plutôt à l'utilisation d'inserts ayant vocation à perturber les champs. Il est à noter également que les matériaux à forte permittivité peuvent également être utilisés comme perturbateurs de

modes pour lesquels les champs électromagnétiques sont à la fois présents au sein du perturbateur et autour de celui-ci.

### I.2.2. Utilisation de perturbateurs

Utiliser des perturbateurs afin de modifier la fréquence de résonance des cavités utilisées dans les fonctions de filtrage n'est pas une idée particulièrement récente. En effet, l'emploi de vis de réglage est communément adoptée dans l'industrie afin de rattraper les dérives dimensionnelles liées aux tolérances de fabrication. Une phase de réglage est ainsi effectuée sur la plupart des filtres utilisés dans le spatial, afin de garantir une réponse en conformité avec le cahier des charges du filtre, en particulier sur les filtres bandes passantes étroites. Ces vis de réglages sont communément en métal [49], voir Figure 14, mais peuvent également être composées de matériau diélectrique [50]. Néanmoins, si ces méthodes de modifications locales du champ sont utilisables dans l'objectif de rattraper les dérives relativement faibles des systèmes liées aux tolérances de fabrication, les utiliser pour reconfigurer la réponse du filtre sur de larges plages de fréquences nécessite l'utilisation d'inserts plus ambitieux que de simples vis.

Une étude complète a été menée sur l'utilisation de vis de réglage sur deux types de filtres très répandus dans l'industrie : le filtre à cavités cylindriques  $TE_{113}$ , fonctionnant sur un mode d'ordre élevé, et ayant l'avantage de présenter un facteur de qualité élevé et un fonctionnement bi-mode permettant d'obtenir des filtres très compacts d'une part, et le filtre à cavités rectangulaire  $TE_{103}$ , présentant un facteur de qualité plus faible mais également une isolation modale plus élevée. Le premier est donc plutôt utilisé pour des applications de filtres à bandes étroites, inférieures à 1% de bande relative, l'autre étant plutôt réservé à des applications en bandes intermédiaires, autour de 5%.

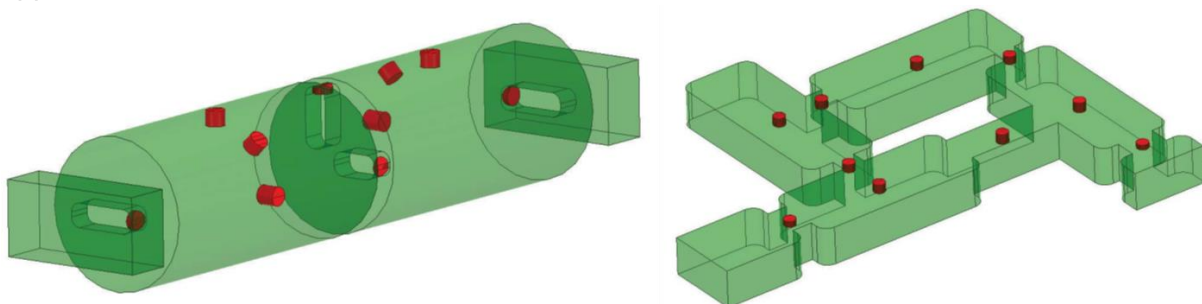


Figure 14 : Vue CAO des filtres réalisés dans l'étude [49], avec les vis de réglage en rouge

Cette étude permet d'avoir une vision pertinente des capacités de reconfiguration qu'il est possible d'obtenir en utilisant des vis de réglage et peut donc constituer une bonne base de référence.

Les vis de réglages sont ainsi disposées dans les maxima de champ des modes de chacune des deux topologies. Sur les filtres à cavités cylindriques, il est possible d'obtenir une reconfiguration en fréquence dans une bande de 100 MHz autour de 17,6 GHz, soit 0,5% de bande relative, tout en conservant un facteur de qualité supérieur à 19 000. Il est également possible de faire passer le filtre de 36 à 51 MHz en terme de largeur de bande passante. On constate donc que les possibilités d'accords sont relativement faibles, en particulier en ce qui concerne la bande passante, mais qu'il est possible de conserver des forts facteurs de qualité. Toutefois, il est montré que le facteur de qualité se détériore fortement en fonction de l'enfoncement des vis. Des vis très enfoncées dans les cavités vont également augmenter la sensibilité du système aux effets multipactors.

Le filtre fonctionnant sur le mode  $TE_{103}$ , quant à lui, présente un facteur de qualité plus faible, de l'ordre de 4000, qui provoque des pertes d'insertions élevées sur les bandes étroites



utilisées. Il permet toutefois une reconfiguration nettement plus importante en terme de fréquence centrale, avec une bande de 1,1 GHz autour de 17,6 GHz, soit 6,25%, mais également une possibilité de passer d'une bande de 36 à 69 MHz de largeur, soit un facteur 2. On constate ici que les capacités en termes de reconfiguration en bande passante restent limitées, mais que l'agilité fréquentielle est assez élevée. Le principal défaut de cette méthode de reconfiguration restant le facteur de qualité faible, lié à l'emploi du mode  $TE_{103}$ .

Ce mode est également employé, conjointement avec des vis de réglage diélectriques en saphir ( $\epsilon_r = 11.5$  ;  $\tan \delta = 1.10^{-4}$ ) [50]. Le facteur de qualité ici obtenu atteint 5000, avec une plage de réglage en fréquence centrale toutefois moins élevée de 1 GHz autour de 26 GHz (3,8%). La principale difficulté, concernant l'emploi de vis de réglages ou d'inserts diélectriques de manière générale, consiste à obtenir un important décalage en fréquence proportionnel à l'enfoncement ou au déplacement des iris, sans toutefois trop augmenter les pertes diélectriques liées à l'interaction entre les champs électromagnétiques et le matériau. En cela, il est donc nécessaire d'utiliser des matériaux présentant des tangentes de pertes les plus faibles possible.

De manière analogue, des vis de réglage situées dans les maxima de champ électrique sont utilisées sur le mode fondamental de cavité cylindrique  $TM_{010}$  [51]. Une publication propose également l'accord d'un filtre combine en utilisant des inserts diélectriques mobiles [52].

Une autre solution consiste donc à réaliser des inserts de formes plus complexes et venant perturber le champ de manière plus importante. L'utilisation d'inserts diélectriques permet d'éviter les problématiques liées aux contacts métal-métal, car une pièce diélectrique traversant le corps métallique du filtre constitue un guide d'onde. En fonction de la dimension de ce guide et de la permittivité du matériau, il est donc possible d'obtenir un guide sous-coupe à la fréquence de fonctionnement du filtre, rendant ainsi les fuites vers l'extérieur négligeables et ce en dépit d'éventuels gaps entre les pièces. De plus, les technologies récentes développées en terme de fabrication additive sur ces matériaux céramiques permettent d'obtenir des formes complexes, qu'on peut adapter au besoin à la forme de la cavité et au mode que l'on souhaite perturber, avec moins de contraintes de formes que si une technique d'usinage traditionnelle était utilisée.

Ainsi un filtre utilisant un mode de résonance  $TM_{110}$ , fortement perturbé par un série d'inserts diélectriques réalisés par fabrication additive a pu être démontré [53]. Le principe consiste en un insert céramique de forme rectangulaire, soutenu par une tige également céramique. L'insert est mobile en rotation ce qui permet de créer un effet capacitif plus ou moins important avec le capot, en fonction de l'angle. En effet, la différence de permittivité entre le matériau perturbant et le vide l'entourant étant importante, les composantes de champ électrique normales sont réfléchies à la surface du perturbateur, ce qui permet de concentrer le mode dans l'espace réduit au-dessus de l'insert, comme illustré Figure 15. C'est cette concentration du mode qui permet de le déplacer vers des fréquences plus hautes, tout en diminuant cependant son facteur de qualité.

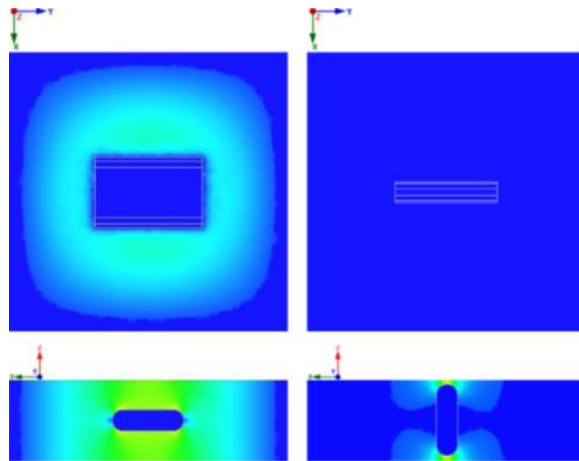


Figure 15 : Répartition du champ électrique du résonateur  $TM_{110}$  [53].

Une étude comparative a été menée sur différents matériaux afin de choisir celui le plus adapté à la fabrication de l'insert, comme montré

Figure 16. Un premier perturbateur alumine ( $\epsilon_r = 9,8$  ;  $\tan \delta = 0,0001$ ) a ainsi permis une plage d'accord en fréquence plus réduite en comparaison d'un second perturbateur en zircone ( $\epsilon_r = 32$  ;  $\tan \delta = 0,002$ ), cependant il présente également un facteur de qualité plus stable lors de l'accord. Un effet similaire peut également être obtenu avec un insert métallique, avec un ordre de grandeur de facteur de qualité et d'évolution fréquentielle semblable. Les inserts céramiques présentent toutefois l'avantage, comme indiqué auparavant, d'être supportés, sans assemblage, par des tiges diélectriques pouvant tenir lieu de guides opérant sous leurs fréquences de coupure et évitant ainsi le rayonnement de champ à l'extérieur de la cavité.

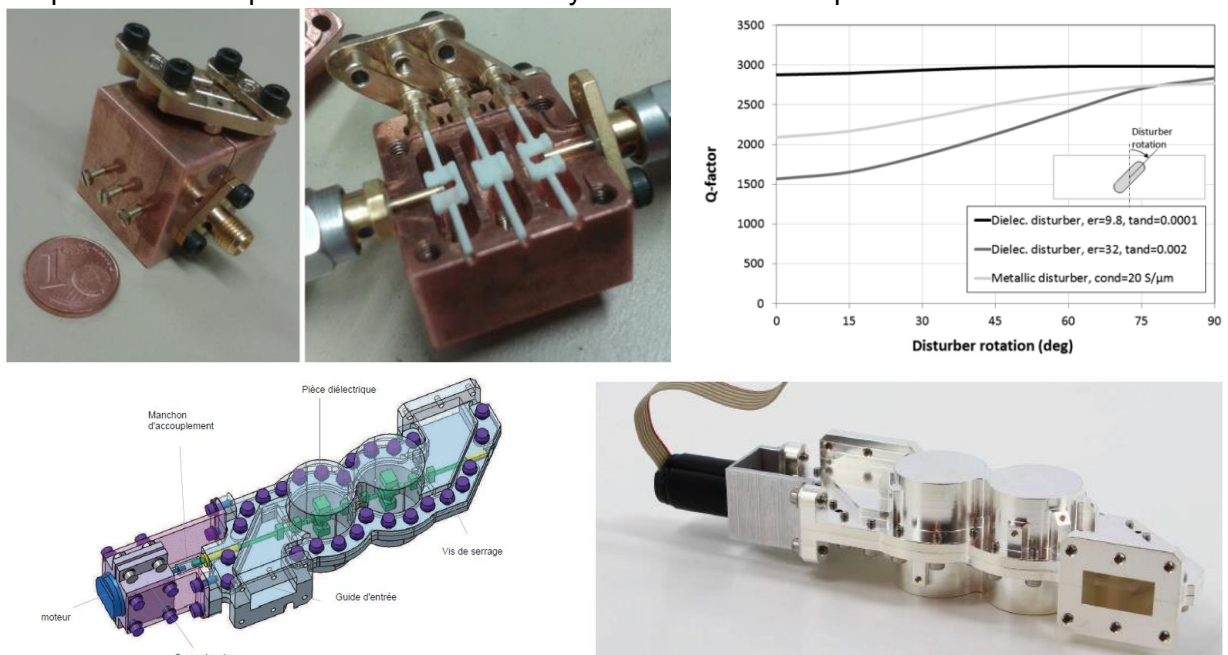


Figure 16 : Filtre accordable issu de l'étude [53] et résultat d'une étude comparative sur différents types d'inserts (haut) et filtre accordable issu de la thèse de N. Jolly [54]

Les auteurs ont choisi d'utiliser des inserts en zircone pour la fabrication de leur maquette, l'objectif étant de démontrer un décalage en fréquence le plus important possible. Il en résulte un filtre 3 pôles particulièrement compact, présentant une bande passante fixe de 520 MHz à une fréquence centrale variant de 9,915 à 12,189 GHz, soit 20,6%. Le facteur de qualité reste

compris entre 1500 et 2300 en fonction de la position angulaire de l'insert. Il est également à noter que l'ensemble des déplacements angulaires des différents inserts ont été optimisés pour être homogènes au cours du processus d'accord, ce qui permet d'obtenir un système mono-commande.

Au cours de ses travaux de thèse, N. Jolly a également utilisé un principe analogue, en créant un filtre 4 pôles basé sur l'utilisation d'un insert céramique réalisé en fabrication additive [54]. L'insert, mobile en rotation, permet en fonction de sa position horizontale ou verticale de créer deux fonctions quatre pôles à partir de deux cavités utilisant le mode dual  $TE_{112}$ . Le filtre ainsi réalisé est un filtre à commutation possédant deux états, un état présentant une bande passante de 25 MHz à 10,713 GHz et un état présentant une bande passante de 30 MHz à 11,440 GHz. Le facteur de qualité reste, en mesure, supérieur à 6200, des contraintes de fabrication notamment l'utilisation d'une colle pour assembler le perturbateur ayant conduit à dégrader fortement le facteur de qualité du dispositif, initialement prévu en simulation autour de 15 000.

Des travaux publiés récemment démontrent également un principe particulièrement intéressant, en proposant d'utiliser des inserts en rotation pour modifier la répartition du champ du mode  $TE_{n11}$ , mode présentant radialement une série de lobes de champ électrique [55]. Le matériau utilisé ici présente une permittivité relative qui reste suffisamment proche de celle de l'air ( $\epsilon_r = 2,2$ ;  $\tan \delta = 9.10^{-4}$ ) pour ne pas réaliser de réflexion importante à sa surface. Le champ électrique s'installe donc plus ou moins dans le matériau suivant la position angulaire de l'insert, comme le montre la Figure 17, ce qui permet d'obtenir une fréquence centrale variable.

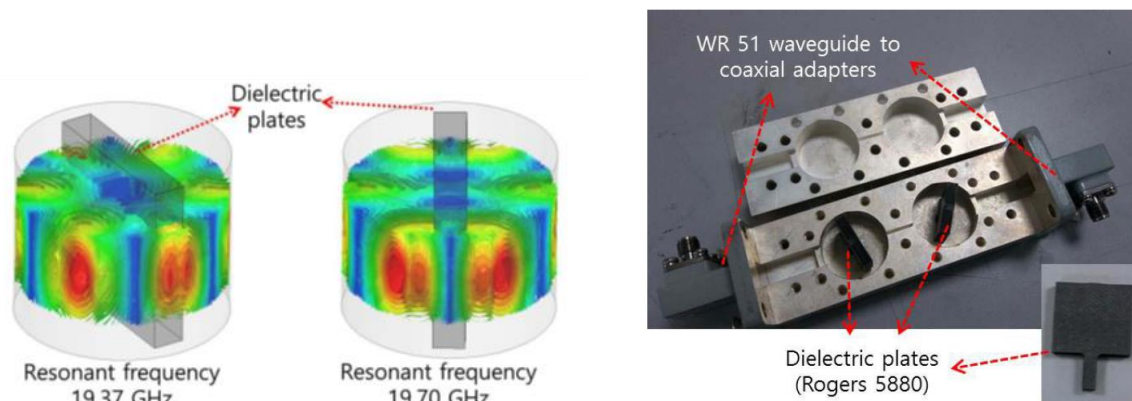


Figure 17 : Répartition des champs électriques dans une cavité accordable issue de [55] et photographie d'un filtre d'ordre 2.

Après une étude comparative entre les différents modes utilisables avec ce principe ( $TE_{211}$ ,  $TE_{311}$ ,  $TE_{411}$ ), les auteurs ont choisi de réaliser un filtre d'ordre 4 utilisant le mode  $TE_{311}$ , présentant un bon compromis entre un facteur de qualité élevé, et une variation en fréquence en fonction de la position plus élevée pour les modes d'ordre faibles, en raison de leur nombre plus réduit de lobes. Le filtre ainsi obtenu présente un facteur de qualité stable évoluant entre 2600 et 3100, pour un filtre de bande passante fixe de 180 MHz à une fréquence centrale variant entre 19,36 et 19,7 GHz, soit 1,74%.

### I.2.3. L'accord des filtres et les coefficients de couplage

On a ainsi pu réaliser une liste (cf Tableau 1) de l'ensemble des méthodes disponibles dans la littérature et visant à modifier la fréquence de résonance d'une cavité résonante. Afin de réaliser une fonction de filtrage accordable, il est néanmoins nécessaire de coupler entre elles ces différentes cavités résonantes à travers des dispositifs de couplage. Ces dispositifs sont

dimensionnés afin d'obtenir un coefficient de couplage entre deux modes de résonances s'établissant dans l'ensemble des cavités du dispositif filtrant, la valeur objective de ce coefficient étant usuellement calculée à l'aide de procédures de synthèse mathématiques, comme la synthèse par matrices de couplage [56]. Au cours du processus d'accord en fréquence du filtre, il convient de se poser la question de l'évolution de ces coefficients de couplage, et de la manière dont on compte les faire varier. Il est possible de les modifier de manière uniforme afin de faire varier la bande-passante du filtre, ou de les maintenir le plus stable possible afin de conserver une bande passante constante. Une dérive mal contrôlée des coefficients de couplage peut en effet résulter en une perte d'adaptation du filtre.

Les concepteurs de filtres accordables ont donc choisi différentes approches afin de garantir le contrôle ou la stabilité des coefficients de couplages et, à travers eux, de la fonction de réponse en fréquence du filtre. La première solution consiste évidemment à introduire un élément de contrôle, par exemple un perturbateur, susceptible de contrôler la valeur du coefficient de couplage de manière indépendante.

Il est nécessaire de noter que le contrôle des coefficients de couplage et des fréquences de résonance des modes de filtres ne sont pas, en pratique, indépendants, et qu'un élément faisant varier une fréquence de résonance viendra affecter la valeur des différents coefficients de couplage. Un des objectifs de la conception d'une fonction de filtrage accordable consiste à obtenir si possible, un effet marginal sur les coefficients de couplage quand on cherche à faire varier les fréquences de résonances, et vice-versa, de manière à pouvoir décorrélérer les deux effets et simplifier le réglage du dispositif.

Ceci étant, de nombreux systèmes ont été mis en place de manière à contrôler indépendamment ces coefficients de couplage. Il en résulte bien évidemment l'augmentation du nombre d'actuateurs nécessaires au bon fonctionnement du filtre accordable, mais cette solution présente l'avantage de permettre un contrôle indépendant de la bande passante et de la fréquence centrale du filtre. Il est alors possible d'augmenter les valeurs des résonances de cavités tout en augmentant ou diminuant les valeurs des coefficients de couplages, permettant d'obtenir une fonction plus large, plus étroite ou identique à une fréquence plus large, plus étroite ou identique, ce qui n'est pas possible avec une commande unique. A titre d'exemple, les structures proposées précédemment ([36] ou [51]) permettent d'obtenir des bandes passantes reconfigurables, avec une bande passante relative évoluant de 0,2 à 0,4% ou de 0,96% à 10,8%, respectivement.

Une des manières la plus élémentaire d'obtenir le contrôle direct de ces coefficients de couplage est exposée dans les études abordées précédemment [49], [50], via l'implémentation de vis dans les iris de couplage des différents filtres, pratique d'ores et déjà couramment utilisée dans l'industrie pour le réglage post-fabrication. De manière analogue, des murs coulissants ont été implantés dans le filtre de B. Lee présenté en [51], afin de pouvoir fermer ou ouvrir les iris de couplage de manière progressive. Cette solution, en mettant en œuvre une pièce métallique coulissante dans un blindage métallique pose cependant une nouvelle fois la question de la maîtrise des gaps et des contacts entraînant d'éventuelles fuites de champs, dans des zones où, de plus, le champ est fortement perturbé, à savoir l'iris. Ici, les concepteurs ont cherché à limiter ces effets en venant proposer une connexion souple à la masse avec un morceau de scotch cuivre disposé sur le dessus du dispositif. Cette solution semble néanmoins être insuffisante pour redresser leur facteur de qualité qui reste aux alentours de 1000.

Une autre option consiste à implanter des nœuds non-résonants entre chaque cavité résonante [34]–[36], [38]. Chacun de ses nœuds consiste en une cavité fonctionnant entre deux fréquences de résonances, et dont on va venir modifier la taille afin de modifier la valeur

du coefficient de couplage. Un modèle de ces nœuds non-résonants accordables, exposé en [34], présente ces derniers comme des lignes de longueurs variables présentant donc un déphasage variable. Une démarche de synthèse permettant de les dimensionner est également présentée. On note toutefois que les concepteurs se sont limités à utiliser ces méthodes avec des filtres présentant des bandes étroites, en raison des faibles valeurs de coefficients de couplage qu'il est possible d'obtenir avec cette méthode. Un second inconvénient de cette méthode consiste en la multiplication des surfaces mises en relation avec le champ magnétique dans la structure, qui résulte en un accroissement non-négligeable des pertes et un facteur de qualité plus faible par rapport à un filtre classique d'un ordre équivalent.



Figure 18 : Photographie d'un filtre présentant des couplages par nœuds non-résonants [35].

D'autres systèmes cherchent quant à eux à s'assurer que la loi d'évolution des coefficients de couplage en fonction du décalage en fréquence du filtre soit la plus stable possible, permettant d'obtenir des filtres accordables dont la bande passante reste constante [32], [37], [42], [45], [53], [55]. Différentes méthodes ont ainsi été mises au point afin d'obtenir cette loi d'évolution et d'en contrôler la forme afin de la faire correspondre avec les valeurs obtenues par synthèse. Chaque architecture de filtre accordable étant unique, de nombreux paramètres géométriques peuvent venir affecter la forme de cette courbe. En cela, il est particulièrement complexe de procéder par optimisation, chaque modification géométrique nécessitant de tracer l'ensemble des lois d'évolution afin d'en connaître les effets. De plus si cette méthode permet d'obtenir un filtre de bande-passante constante accordable en fréquence par une mono-commande, il est cependant impossible d'obtenir un filtre accordable indépendamment en bande-passante et en fréquence centrale, comme indiqué auparavant. Ainsi, on obtient un filtre susceptible de déplacer sa fréquence centrale dans une fenêtre de 24% en [53] via un simple mouvement de rotation, ou de 9% avec un mouvement de translation en [45]. La loi d'évolution des couplages réalisée à l'aide de ces méthodes ne pouvant en pratique qu'être rarement parfaitement corrélée avec l'objectif théorique, il est fréquent que ce soient les dérives en bande-passante ou en adaptation qui conduisent les concepteurs à limiter la plage d'utilisation de ces filtres accordables.

Sur un même principe des éléments diélectriques sont utilisés afin de contrôler les fréquences de résonances des cavités et les éléments de couplage [52]. Chaque élément est associé à l'une de ces grandeurs, et ils sont contrôlés en position verticale par un actuateur. Une platine est alors implantée sous le filtre (voir Figure 19), comportant des pentes usinées avec différents angles, les profils de chacune de ces pentes étant réalisés dans le but de correspondre au lois d'évolution des fréquences centrales et des couplages au cours du

processus de reconfiguration du filtre. Ainsi, il est possible de décaler le filtre en fréquence en déplaçant la platine dans une direction, suivant un scénario établi à l'avance, et qui peut être changé en venant changer la platine en question.

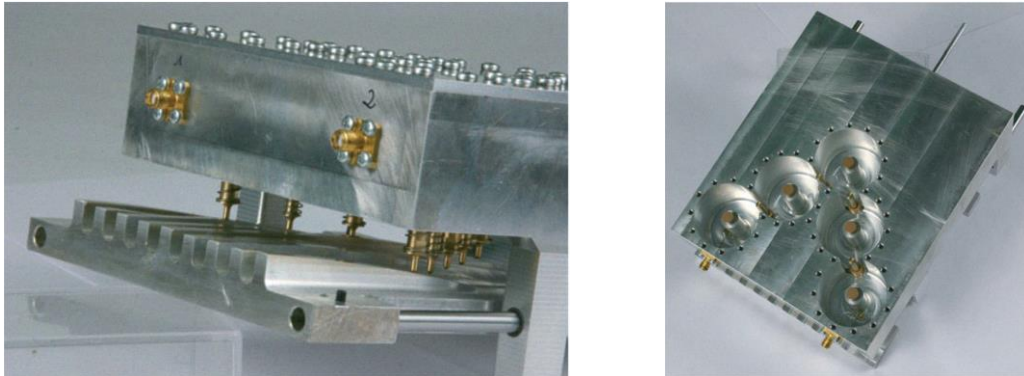


Figure 19 : Filtre et platine de reconfiguration [52]

Enfin, une dernière méthode consiste à utiliser des éléments directifs, comme des isolateurs, dans l'architecture du filtre [33], [44]. En combinant deux filtres présentant des fonctions pseudo-passe haute et pseudo-passe bas à travers un isolateur, il est en effet possible de créer une fonction passe bande, dont la largeur s'accorde avec les fréquences centrales des deux filtres. Ainsi, il est possible de reconfigurer la largeur de la bande passante d'une valeur relative de 0,25% à 1%, sans pour autant modifier la bande passante relative de chacun des deux filtres 6 pôles du système [44]. De même, il est démontré une reconfiguration de 0,2% à 0,8% [33]. Bien que ces deux solutions aient été mise en œuvre à l'aide d'un isolateur, rien n'interdit l'utilisation de circulateurs ou de coupleurs ayant la capacité de créer des chemins différents pour le signal. Cette technique, ayant l'avantage de sa simplicité, a néanmoins l'inconvénient de proposer des filtres plus encombrants, lourds et présentant davantage de pertes que d'autres.

Une solution a également été proposée [39]–[41], [43] consistant à utiliser une paire de murs mobiles en lieu et place d'un seul. Cette technique permet de déplacer le maximum de champ du mode utilisé dans la cavité en appliquant un déplacement identique sur ces deux murs. L'iris de couplage implanté en vis-à-vis étant fixe, il est ainsi possible de modifier indépendamment les coefficients de couplage et les fréquences de résonance, comme montré en Figure 20.

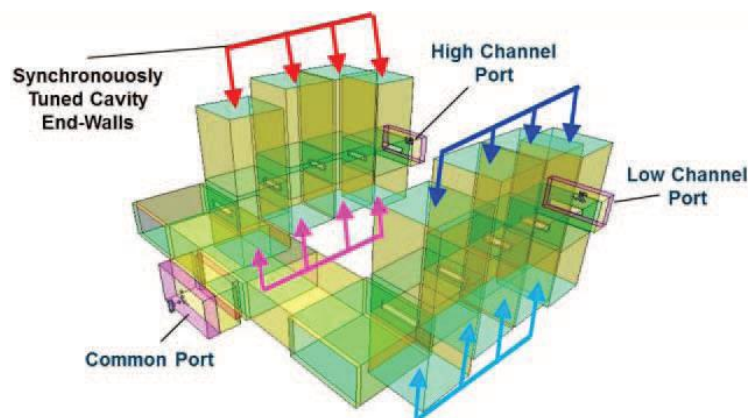


Figure 20 : Vue CAO d'un duplexer réalisé [43] avec une paire de murs mobiles.

Cette solution apparaît comme un bon compromis, permettant de contrôler à la fois la bande passante et la fréquence centrale des filtres tout en présentant la possibilité d'aller coupler les

commandes pour descendre jusqu'à un minimum de deux actuateurs. Les résultats expérimentaux présentés en [39] démontrent une capacité de reconfiguration de la fréquence centrale de 1,3% ainsi que la possibilité de passer d'une bande passante relative de 0,23% à 0,46%. Il est à noter que les simulations de multiplexeurs présentées par la suite ne montrent pas de capacités de reconfiguration supérieures.

#### I.2.4. Tableau comparatif

Nous avons regroupé dans un tableau comparatif les différents filtres accordables présentés précédemment.

Tableau 1: Comparatifs des filtres fort facteurs de qualité issus de la littérature

| Technologie  | Ordre du filtre | Mode de résonance | Facteur de qualité à vide | Plage d'accord (GHz / %) | Bande passante (MHz / %) | $\Delta F_c =$<br>Bande |
|--|-----------------|-------------------|---------------------------|--------------------------|--------------------------|-------------------------|
| Fond de cavité mobile [38]                             | 5               | TE <sub>113</sub> | 11200                     | 25,55 – 26,45 (3,5%)     | 30 (0,12)                | 30,0                    |
| Fond de cavité flexible [42]                           | 4               | TE <sub>113</sub> | 8000                      | 11,73-12,19 (3,8%)       | 160 (1,34)               | 2,87                    |
| Fonds de cavité mobiles [39]                           | 2               | TM <sub>110</sub> | 11000                     | 11,125 – 11,275 (1,3%)   | 26 – 52 (0,23-0,46)      | 5,77                    |
| Pseudo filtres et isolateur [44]                       | 2x2             | TE <sub>211</sub> | 17000                     | 19,82-20,06 (1,2%)       | 50 – 200 (0,25 – 1,00)   | 4,80                    |
| Fond de cavité mobile [32]                             | 4               | TE <sub>011</sub> | 9000                      | 11,95 – 12,15 (1,7%)     | 30                       | 6,67                    |
| Pseudo filtres et isolateur [33]                       | 2x6             | TE <sub>011</sub> | 15 500 – 16 000           | 19,7 – 20,2 (2,5%)       | 40 -160                  | 12,5                    |
| Insert métallique [45]                                 | 5               | TE <sub>101</sub> | 3000                      | 14,8-16,2 (9,0%)         | 300                      | 4,67                    |
| Nœuds non résonants et fond de cavité mobile [34]–[36] | 4               | TE <sub>011</sub> | 6000 - 7000               | 19,9 – 20,4 (2,5%)       | 36 - 72                  | 13,9                    |
| Vis de réglage [49]                                    | 4               | TE <sub>113</sub> | 19000                     | 17,55 – 17,65 (0,5%)     | 36-51                    | 2,50                    |
| Vis de réglage [49]                                    | 4               | TE <sub>103</sub> | 4000                      | 17,05 – 18,15 (6,25%)    | 36-69                    | 15,2                    |
| Vis de réglage diélectriques [50]                      | 5               | TE <sub>103</sub> | 5000                      | 25,5 – 26,5 (3,8%)       | 100                      | 10,0                    |
| Iris et fond de cavité mobiles [51]                    | 3               | TM <sub>010</sub> | 1000                      | 11,1 – 12,5 (11,9%)      | 120 - 1350               | 11,7                    |

|  |   |                   |             |                        |     |      |
|--|---|-------------------|-------------|------------------------|-----|------|
| Perturbateurs diélectriques [53]         | 3 | TM <sub>110</sub> | 1500 - 2300 | 9,915 - 12,189 (20,6%) | 516 | 4,40 |
| Perturbateurs diélectriques [54]         | 4 | TE <sub>112</sub> | 6200        | 10,713 - 11,440 (6,5%) | 30  | 25   |
| Perturbateurs diélectriques [55]         | 4 | TE <sub>311</sub> | 2600 - 3100 | 19,36-19,7 (1,74%)     | 180 | 1,80 |
| Diélectriques sur structure combine [52] | 5 | TM <sub>010</sub> | 2000 - 2500 | 1,81 - 2,17 (1,81%)    | 25  | 14,4 |

En dépit de la quantité importante de contributions examinées, on peut constater qu'une grande partie des travaux réalisés par la communauté scientifique ont consistés à accorder des fonctions de filtrage sur des plages relativement modestes en terme de fréquence centrales comme de bande passantes accordables. En effet, il devient complexe de conserver un niveau de pertes d'insertion et/ou une bande passante stable d'un état à un autre sur une trop large plage de variation de fréquence centrale pour une grande majorité de ces dispositifs d'accords. Certains dispositifs [45], [49], [53] permettent toutefois de réaliser des variations de fréquences centrales plus ambitieuses (supérieures à 5%), mais toujours en conservant des facteurs de qualités inférieurs à 5000.

En outre, on constate que les filtres réalisés, lorsqu'ils proposent des reconfigurations en termes de bande-passante, le font systématiquement dans des ratios inférieurs à 1 pour 4, ce qui est largement inférieur aux valeurs que nous envisageons réaliser dans le cadre de nos travaux (de l'ordre de 1:7 voir 1:20).

Cette limitation est probablement liée à la technique de multiplexage par manifold envisagée ou utilisée par les différents contributeurs. Cette technique peut en effet être adaptée à des filtres accordables, à condition que ces filtres soient reconfigurés dans des plages relativement faibles, notamment en terme de bande-passante, comme l'a démontré W. Feuray dans ses travaux de thèse [57].

### 1.2.5. Méthodes de multiplexage accordable

Un défi de taille consiste en effet pour les concepteurs de charges utiles à insérer les filtres accordables dans des structures de multiplexage susceptibles de conserver leurs propriétés et leur niveau d'adaptation une fois les filtres reconfigurés. Le multiplexeur couplé par manifold étant actuellement le dispositif le plus utilisé sur des plans de fréquence fixes en ce qui concerne les applications spatiales [20], c'est assez naturellement que les concepteurs ont cherché à conserver cette topologie et à l'adapter. Cette topologie présente en effet de nombreux avantages, car elle est à la fois très compacte et faibles pertes. Toutefois, elle est basée sur un principe de cohérence d'ondes, nécessitant d'obtenir des longueurs électriques précises entre chacun des filtres, ce qui rend la structure assez inadaptée à la reconfiguration en fréquence de ces derniers. Il est donc nécessaire de venir reconfigurer le manifold lui-même après la reconfiguration des filtres. Implanter cette fonction de reconfiguration dans le manifold est une tâche complexe, ayant fait l'objet de plusieurs publications [36], [40], [43].

U. Rosenberg propose toutefois un OMUX, permettant de passer d'une configuration où les canaux sont contigus à une configuration où ce n'est pas le cas [40]. Afin de réaliser cela, des cavités ont été implantées en vis-à-vis des accès des filtres, comme illustré Figure 21. Ces cavités compensatrices ont pour objectif de reproduire l'influence du canal contigu



lorsque le multiplexeur est dans une configuration où les canaux sont discontiguës. Ainsi, leurs fréquences de résonances sont réglées à proximité de la bande du filtre auquel elles font face dans une configuration discontiguë et, à contrario, réglées aussi loin que possible lorsque les filtres s'influencent l'un l'autre. Le système proposé en simulation est composé d'un canal fixe et d'un canal mobile, ainsi que de deux circuits de compensation. Le canal reconfigurable est susceptible d'être reconfiguré en bande-passante (0,25 à 0,68%) et en fréquence centrale (1,35%) à l'aide du principe évoqué en [39], [41].

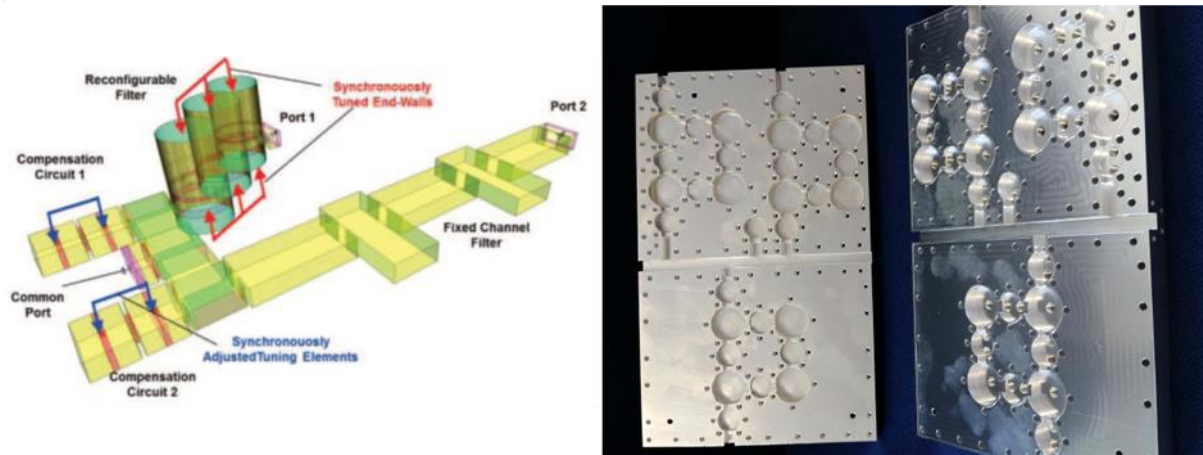


Figure 21 : Vue CAO du duplexeur développé en [40] et photographie du triplexeur en [36].

Une autre solution est proposée par les mêmes auteurs pour un démultiplexeur [43] (voir Figure 20) dans lequel les deux canaux conservent leur contiguïté. Les auteurs parviennent à obtenir une reconfiguration de la fréquence centrale de 0.16% et une reconfiguration en bande passante de 0.27 à 0.60%. Cette configuration a pour objectif de répartir la bande totale de fonctionnement entre deux canaux.

Dans l'étude de C. Arnold [36], les auteurs ont conçu et réalisé la maquette de triplexeur accordable à fort facteur de qualité la plus aboutie actuellement disponible dans la littérature. Le triplexeur est basé sur une technique de couplage à manifold, modifiée en incluant une cavité non résonante en parallèle du manifold, tenant lieu de déphaseur accordable. Un modèle électrique équivalent de ce déphaseur est par ailleurs exposé dans l'article. Chacun des trois canaux est composé d'un filtre accordable identique à celui déjà exposé dans [35]. Ces canaux peuvent présenter une réponse passe-bande de largeur variable (0,18 à 0,36%), avec une fréquence centrale variant de 2,5%. Les canaux peuvent être inter-changés, passés d'une configuration contiguë à une configuration discontiguë, et présentent des pertes d'insertion comprises entre 1,0 et 1,37 dB.

Toutefois, il est intéressant de remarquer qu'aucune solution proposée ne permet de venir accorder des bandes-passante supérieures à 1%, il semble en effet difficile de venir accorder un manifold pour des filtres aussi larges, comme souligné dans les publications [18], [20]. D'autres technique de conception de multiplexeurs, impliquant par exemple des coupleurs hybrides ou des circulateurs semblent plus appropriés [32], [58], même si ces méthodes peuvent conduire à des produits présentant des masses et des encombrement plus importants, le gain réalisé à une échelle système, grâce aux nouvelles fonctionnalités de reconfiguration ainsi implantées, peut rendre ces configurations intéressantes.

### I.3. Conclusion

A l'issue de ce tour d'horizon de la recherche mondiale, on constate donc qu'en souhaitant reconfigurer en fréquence les cavités résonnantes des filtres volumiques, les concepteurs qui se sont penchés sur le sujet ont d'abord utilisé les méthodes les plus élémentaires, consistant à modifier le volume des cavités ou à insérer des vis de réglage au sein de celles-ci. Ces méthodes sont en réalité largement inspirés des développements réalisés sur deux problématiques importantes dans les décennies précédentes, à savoir le réglage post-fabrication, visant à rattraper les incertitudes dimensionnelles issues de la fabrication par usinage traditionnel d'une part, et les recherches autour de l'auto-compensation en température d'autre part, qui visent à garantir la stabilité de la réponse d'un filtre en dépit des dilatations dimensionnelles liées à son exposition à des contraintes environnementales fortes. Ces méthodes sont couramment utilisées sur des modes de  $TE_{10n}$  de cavité rectangulaire ou les modes duaux  $TE_{11n}$  de cavité cylindriques, couramment utilisés dans l'industrie spatiale. Un mode un peu plus spécifique est également abondamment utilisé dans la littérature, le mode  $TE_{011}$ , en raison de sa répartition particulière de champ électrique, qui est à la fois nul sur l'ensemble des parois de la cavité, mais également au centre de celle-ci. D'une manière générale, ces méthodes présentent une grande complexité mécanique et une gestion des contacts impliquant l'utilisation de différentes techniques de confinement à l'efficacité limitée en fréquence. Ainsi, elles ne permettent pas, généralement, l'obtention d'accords en fréquences sur des plages de fréquence d'une largeur supérieure à 3% tout en maintenant des facteurs de qualités proche de leurs valeurs nominales.

Dans le même temps, des méthodes cherchant à perturber les modes de résonances en s'appuyant sur l'utilisation de matériaux aux propriétés intéressantes ont été mises au point. D'une part, ces techniques mettent à profit les recherches menées dans le domaine des matériaux, avec l'utilisation de matériaux céramiques très faibles pertes, et d'autre part elles mettent en valeur les progrès de la fabrication additive permettant d'obtenir des formes très complexes. Ces méthodes permettent donc l'inclusion de perturbateurs dont la forme est adaptée au mode perturbé, afin d'obtenir des résultats particulièrement intéressants en termes de plages de fréquence accordables. Toutefois, aucun filtre utilisant ces méthodes n'a pour l'instant été susceptible de proposer des facteurs de qualité supérieurs à 5000, ce qui peut constituer un axe d'amélioration intéressant.

De manière générale, l'ensemble des techniques de filtrage accordables observées dans la littérature ne semble toutefois pas permettre l'obtention d'accords en bande passante dans des ratios supérieurs à 4, avec un maintien des pertes d'insertion et des sélectivités, pourtant nécessaire à notre application. De plus, il paraît complexe, une fois de tels ratios obtenus, d'intégrer ces fonctions de filtrage accordables dans des structures classiques de multiplexeurs à manifolds, dont l'accordabilité est d'autant plus complexe que le ratio de bandes passantes réalisées est important.

Dans cette optique, on constate qu'il existe un champ de recherche intéressant à explorer autour des multiplexeurs reconfigurables utilisant des topologies à coupleurs hybrides, aucune publication autour de ce type de système n'ayant encore été proposée. Ces systèmes directifs offrant la possibilité de chaîner les réponses en fréquences de différents filtres ou pseudo-filtres permettent de plus une simplification de la structure des filtres eux-mêmes, qui apparaît comme un prérequis nécessaire à l'obtention de systèmes fonctionnels et industrialisables.

## Chapitre II. Topologie à multiplexeurs hybrides et choix technologiques

### II.1. Choix topologique

#### II.1.1. Cahier des charges

De manière plus spécifique aux considérations génériques exposées dans le chapitre I, l'objectif de ces travaux de recherche est de concevoir des fonctions de multiplexages reconfigurables sur de larges plages de bandes passantes en bande Ka. Initialement, deux applications distinctes sont envisagées, la première est un DEMUX 4 canaux fonctionnant dans la bande 17,3 – 20,2 GHz, la seconde un CMUX 4 canaux fonctionnant dans la bande 29,5 GHz – 30,0 GHz Figure 22.

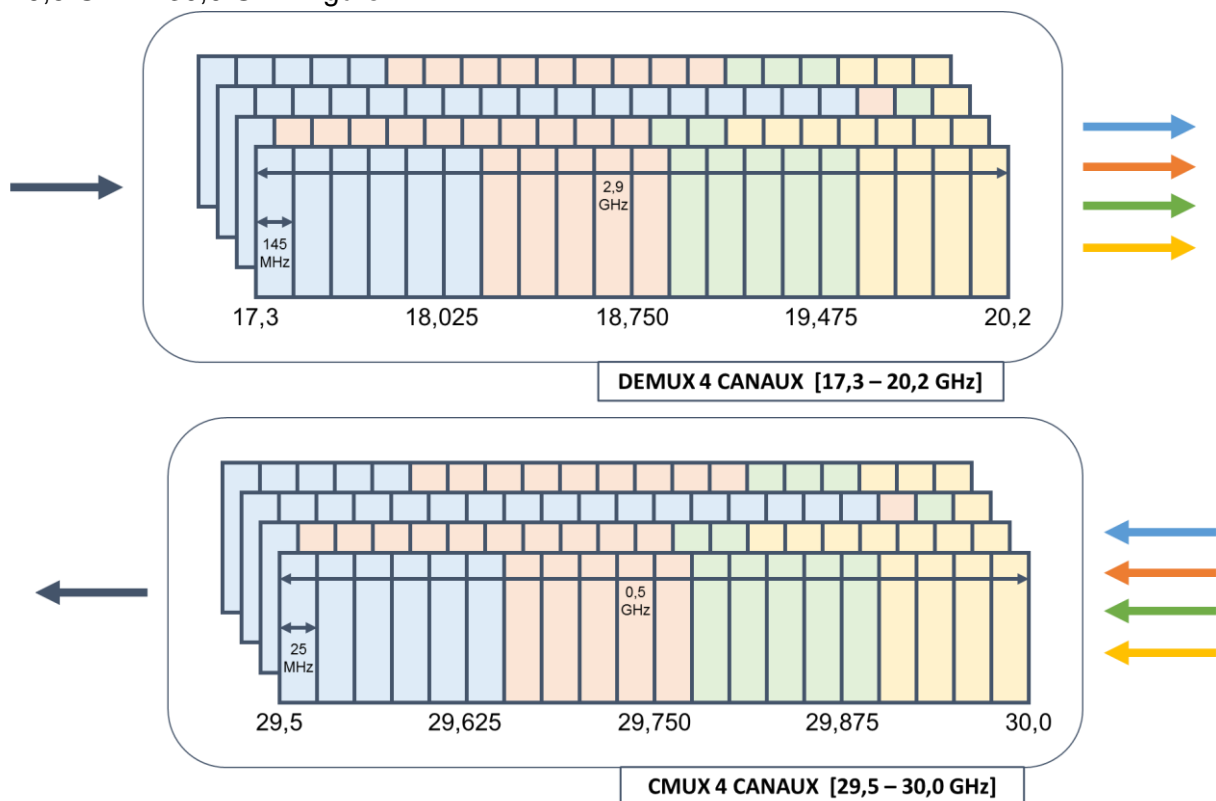


Figure 22 : Principe et bandes de fonctionnement du CMUX et du DEMUX visés, dans différents états de reconfiguration

Sur chacun de ces dispositifs, l'objectif de reconfiguration est le même, être susceptible de réallouer tout ou partie de la bande passante totale entre les différents canaux. Les bandes sont donc subdivisées en 20 sous-bandes, de 25 MHz pour le CMUX et de 145 MHz pour le DEMUX. Il est important de considérer que ces dispositifs doivent être réalisés à l'aide de technologies susceptibles de composer avec les contraintes thermiques, mécaniques et de puissances caractéristiques des applications satellitaires. La puissance de sortie envisagée pour le DEMUX est ici, à titre indicatif, d'environ 170 W.

Le dispositif doit idéalement être capable de commuter sans couper la source de puissance, ce qui exclut de fait les solutions à base de commutateurs à ferrites associés à des banques de filtres (au-delà du fait qu'une telle solution implique la mise en œuvre d'une banque particulièrement massive et encombrante de filtres).

Réaliser de tels systèmes avec des topologies classiques, oblige à utiliser des filtres accordables en bandes passantes ainsi qu'en fréquence centrale, connectés ensemble à l'aide d'un hypothétique manifold, également accordable. Sur les spécifications du CMUX, on est ici face à un système dont la bande totale reste relativement étroite (1,7%), ce qui n'est cependant pas le cas du DEMUX, dont la bande totale est d'une largeur peu comparable avec les manifolds accordables vus dans la littérature (15,4%).

### II.1.2. Topologie à commutateurs de résonateurs

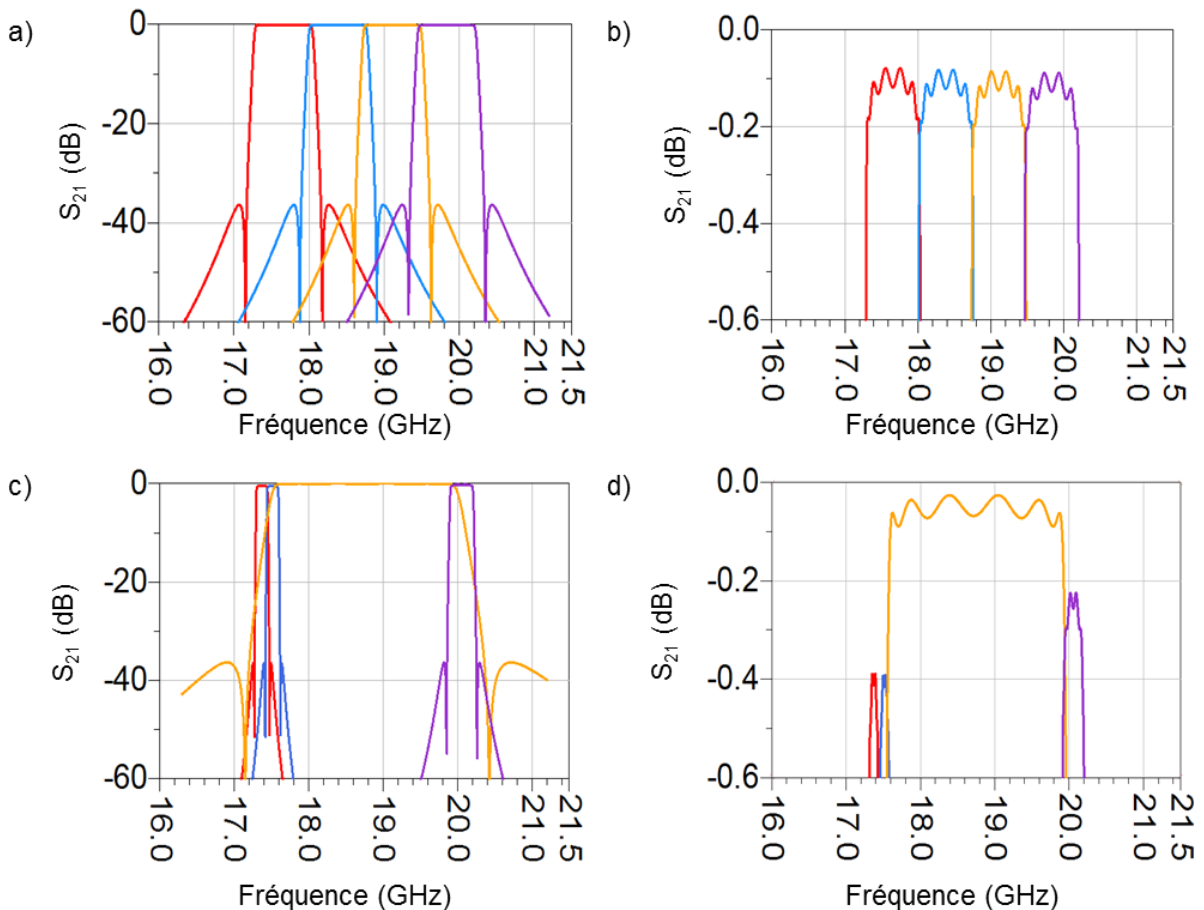


Figure 23 : Réponses de filtres idéaux 6 pôles se partageant la bande (17.3 – 20.2 GHz) (a,c), avec une vue détaillée des pertes d'insertions (b,d)

Au-delà de la question épineuse de l'accord du manifold sur de larges plages de variations, accorder les bandes-passante d'un système dans de telles proportions (un ratio de 17 dans le cadre du DEMUX, 7 dans celui du CMUX) pose la question de l'évolution de la sélectivité des filtres. En effet, à quantité de pôles constante, une fonction de filtrage présente une sélectivité d'autant plus forte que sa bande est étroite. Sur le même principe, un filtre présente également des pertes d'insertion d'autant plus importantes, à nombre de pôles et facteur de qualité constant, que sa bande passante relative est étroite. Ainsi si l'on sépare la bande totale disponible en 4 intervalles identiques et qu'on réalise plusieurs fonctions de filtrage correspondant à chacun de ces intervalles, on constate (Figure 23, a, b) qu'ils possèdent des pertes d'insertion et des sélectivités quasiment identiques. Il est à noter que la réponse montrée n'est pas celle d'un multiplexeur, mais celle de plusieurs filtres idéaux comportant chacun 6 pôles. Cette sélectivité impacte la largeur des bandes de garde qu'il faudrait

respecter si l'on souhaitait réaliser des fonctions susceptibles de s'intégrer dans un multiplexeur. Si l'on réalise une reconfiguration du plan de fréquence, tout en conservant des fonction d'ordre 6 et de facteur de qualité identique (ici 10 000), on observe (Figure 23, c, d) une importante inhomogénéité des pertes d'insertion (très fortes pour les filtres à bande étroite), mais également une forte dégradation des sélectivités (très fortes pour le filtre large bande), impliquant une augmentation importante de la largeur des bandes de garde.

En effet, dans le premier cas de figure, il est possible de réaliser trois bandes de garde de 180 MHz de large, en prenant pour condition que les transmissions de chaque filtre soient inférieures à 20 dB au milieu de cette bande de garde, et ainsi limiter les interactions entre canaux. Une telle solution consacre 18,6% de la bande totale disponible aux bandes de garde. Si l'on recherche la même qualité d'isolation avec les filtres du second cas de figure, cette proportion passe à 24,8%, et la bande utile est alors fortement dégradée.

Afin de garantir une bonne efficacité dans l'utilisation de la bande passante en conservant une méthode de couplage par manifold, il est donc nécessaire de venir ajouter ou supprimer des pôles au fur et à mesure de l'élargissement du ou des filtres. On constate (Figure 24) qu'il est ainsi possible d'égaliser les pertes par insertion en ajoutant des pôles sur les filtres confrontés à des bandes larges (ici 14 pour le troisième filtre, par ordre croissant de fréquence centrale) et en retirant sur les filtres plus étroits (ici 4 sur les deux les plus bas en fréquence centrales, 5 pour le filtre avec la plus haute fréquence centrale). Cette stratégie permet également de conserver des sélectivités plus raisonnables. Ainsi, en appliquant le même critère d'isolation que précédemment, on pourrait passer ici à une occupation de 9,6% de la bande totale par les bandes de garde. Il est à noter cependant qu'on passe de 24 à 27 pôles sur l'ensemble des 4 fonctions de filtrage. L'ajout et le retrait de pôles sur les fonctions de filtrage semble ainsi être un prérequis indispensable à la possibilité d'adapter les méthodes déjà existantes de multiplexage accordable en bande étroite à des méthodes plus large bande.

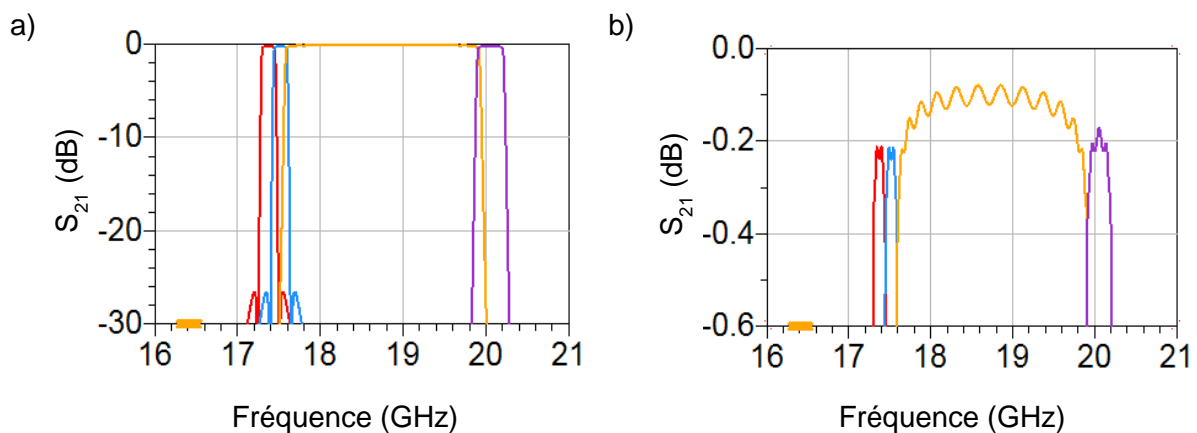


Figure 24 : Réponses de filtres idéaux (4,4, 14 et 5 pôles) se partageant la bande 17,3 – 20,2 GHz (a), avec une vue détaillée des pertes d'insertions (b)

### II.1.3. Topologie alternative : Couplage par coupleurs hybrides

Par ailleurs, d'autres alternatives existent, comme par exemple les méthodes de couplage par coupleurs hybrides (Figure 27, [59]) ou par circulateurs, permettant de réaliser le multiplexage de fonctions de transfert de filtres en chaînant ces derniers à travers ces dispositifs multiports. Si elles augmentent potentiellement les pertes comme l'encombrement des dispositifs, à travers l'augmentation de la quantité d'éléments nécessaires pour réaliser les systèmes, ces

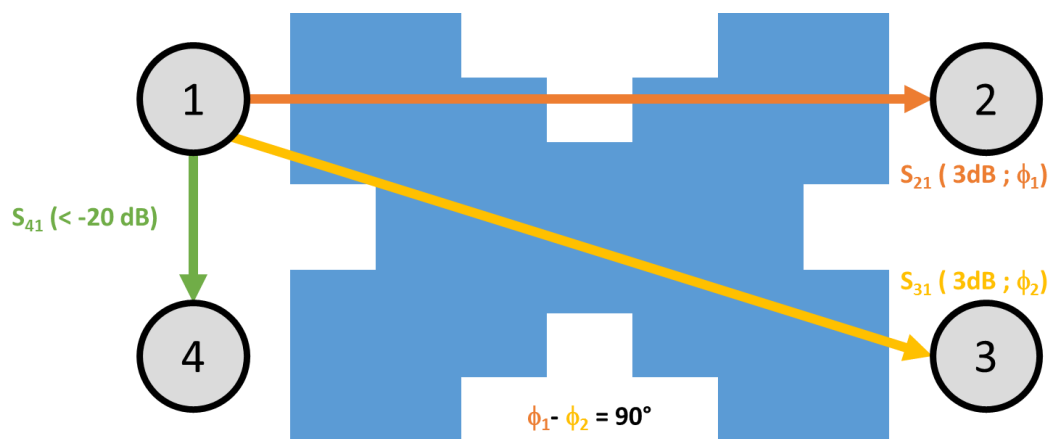


Figure 25 : Schéma de fonctionnement d'un coupleur hybride

architectures ont néanmoins de nombreux avantages, notamment en vue d'une application de multiplexage accordable.

Les topologies à circulateurs sont classiquement utilisées pour le multiplexage d'entrée, pour lequel la sélectivité est très contrainte, mais les pertes dans les bandes passantes des filtres ne sont pas un critère déterminant. Dans ces topologies, les niveaux des signaux en sortie des filtres sont plus ou moins affectés en fonction du nombre de circulateurs traversés. Le niveau de pertes de ces dispositifs permet ainsi leur utilisation dans la partie basse puissance des systèmes, mais pas dans la chaîne d'émission. Le même type de problème se pose, comme nous allons le voir, avec l'architecture intégrant des coupleurs, mais les pertes d'insertion de ces dispositifs sont nettement moins importantes que les pertes des circulateurs. Ces multiplexeurs à coupleurs hybrides sont basés sur l'utilisation de coupleurs hybrides, au nombre de deux pour chaque étage de filtrage du multiplexeur. Ces coupleurs ont la particularité de présenter une différence de phase de  $90^\circ$  entre leurs transmissions directes et diagonales, voir Figure 25. Dans la bande d'utilisation, ces deux transmissions ont par ailleurs des modules égaux, valant 3 dB. Ces coupleurs peuvent être réalisés via de nombreuses approches différentes [60]–[64] en fonction des besoins de platitude, de compacité, de largeur de bande passante ou d'isolation, par exemple.

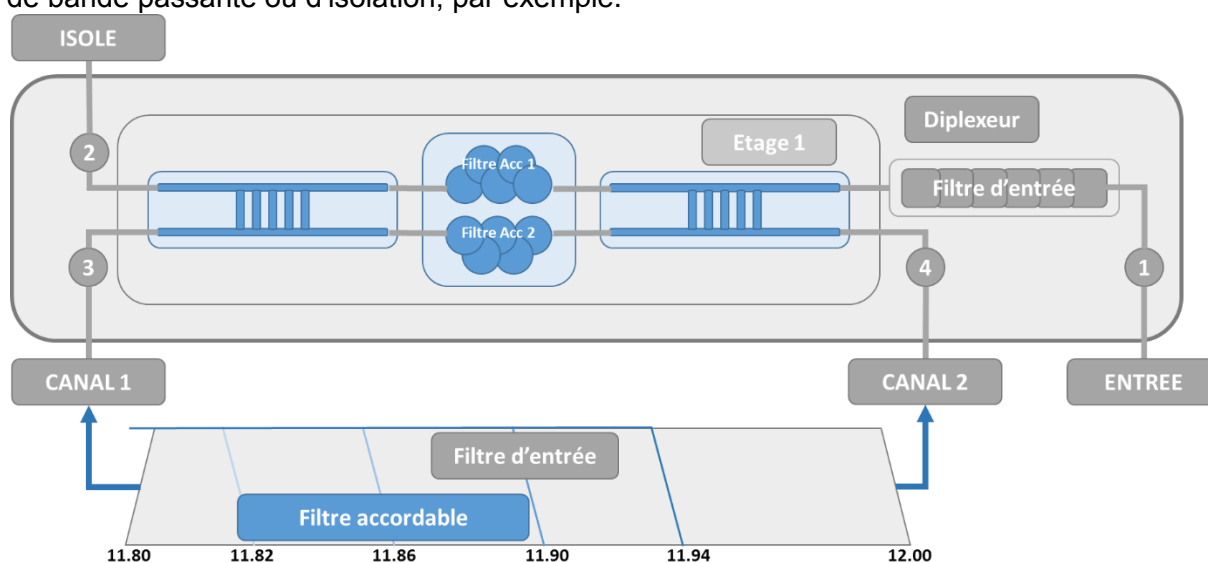


Figure 26 : Schéma de fonctionnement et plan de fréquence d'un diplexeur à coupleurs hybrides accordable.

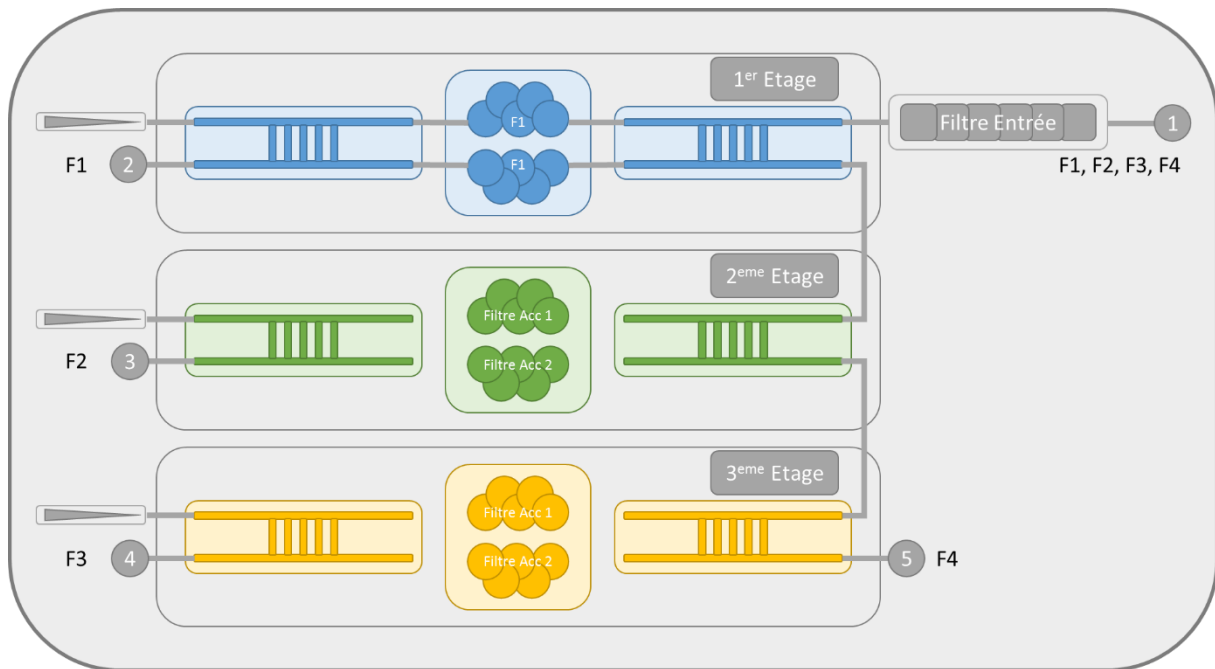


Figure 27 : Schéma de fonctionnement d'un multiplexeur à coupleurs hybrides

Dans un étage de multiplexeur, ces coupleurs sont connectés d'une part à deux filtres symétriques et possédant des réponses rigoureusement identiques, et d'autre part aux guides d'alimentation, reliés aux autres étages ou aux accès du multiplexeur. Un exemple de diplexeur est montré Figure 26. Le principe de fonctionnement est le suivant : une onde issue du port 1 traverse le filtre d'entrée, passe-bande, dont la bande passante est la bande globale du multiplexeur. A sa sortie, un coupleur divise en deux ondes équivalentes, mais en quadrature de phase, qui viennent se présenter à l'entrée de chacun des deux filtres. Les ondes dont la fréquence est située dans la bande passante des deux filtres traversent ceux-ci, tandis que les autres sont réfléchies.

Les 2 ondes réfléchies sont de nouveau séparées en 2, et renvoyés vers les ports 1 et 4. On obtient ainsi quatre contributions sur ces deux ports, mais seules deux d'entre elles (au port 4) sont en phase, tandis que les deux autres (au port 1) sont en opposition de phase. Ainsi, l'ensemble des signaux issus du port 1 et réfléchis par les filtres ont été renvoyés sur le port 4. La transmission de l'accès 1 vers 4 ( $S_{41}$ ) se limite donc aux signaux dont la fréquence est comprise dans la bande passante du filtre d'entrée, en dehors de la bande passante des 2 filtres connectés au coupleur. D'une manière analogue, l'ensemble des signaux issus du port 1 dont la fréquence est dans la bande passante des deux filtres seront renvoyés vers le port 3 du second coupleur hybride, les signaux issus des deux filtres se recombinaient en opposition de phase au port 2.

Il est à noter que cette architecture nécessite une stricte platitude des coupleurs ainsi qu'une stricte symétrie des filtres. En chaînant des étages avec cette méthode, il est possible de généraliser ce principe à des multiplexeurs, comme montré Figure 27. Cette technique permet de maintenir un manifold non-résonant, dans la mesure où le signal issu du port d'entrée sera réfléchi sur les filtres des étages supérieurs vers la sortie de ceux-ci, jusqu'à pouvoir traverser les filtres, mais jamais vers l'entrée du dispositif. En l'absence de phénomène de résonance, cette architecture conserve des propriétés large bande (limitée à celle des coupleurs hybrides) et n'a pas besoin d'être reconfigurée en fonction des bandes passantes

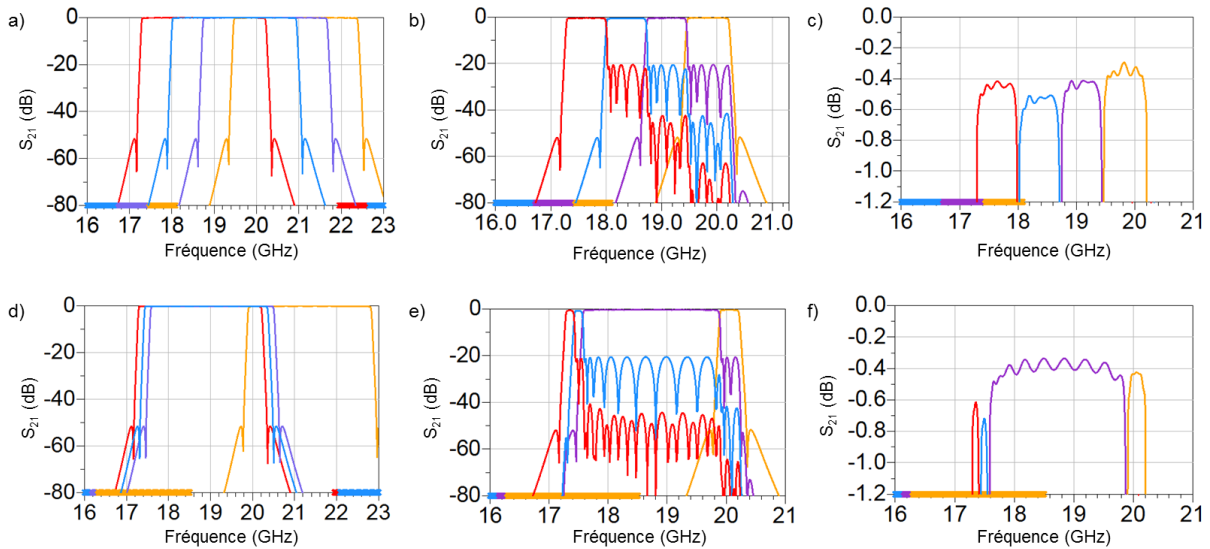


Figure 28 : Réponses de filtres idéaux (a,d), assemblés dans un multiplexeur à coupleurs hybrides idéaux (b,e) avec une vue détaillée des pertes d'insertions (c,f)

des filtres. Cette topologie est par ailleurs entièrement réversible et peut donc fonctionner en multiplexage.

Via ces méthodes, il est donc possible d'obtenir une fonction bande étroite accordable par association de deux bandes plus larges (avec le filtre d'entrée) juxtaposées faiblement, dont l'une est mobile en fréquence centrale, comme montré Figure 28. Cette solution semble très intéressante pour réaliser des fonctions de multiplexage reconfigurables en bande passante de manière optimale, ce qui se constate par ailleurs dans la littérature à l'échelle des filtres où les propositions visant à réaliser les ratios de reconfiguration de bande passante les plus importants avec des sélectivités constantes sont obtenues à l'aide d'éléments directifs (en l'occurrence des isolateurs) venant cascader des réponses pseudo-passe bas et pseudo-passe haut [33], [44]. Ces réponses sont d'ailleurs qualifiées de pseudo-passe bas et pseudo-passe haut car seule une des deux sélectivités du filtre a un impact sur la réponse finale du multiplexeur ou du filtre. En effet, dans notre exemple, l'adaptation et la réjection du filtre accordable dans la bande non-partagée avec le filtre d'entrée a peu d'importance sur la réponse finale du dispositif, ces fréquences étant de toute façon rejetées par le filtre d'entrée. Il est ainsi possible d'utiliser des fonctions ne suivant pas une réponse de type Tchebychev ou quasi-elliptique, mais présentant des réponses dissymétriques, plus fortement sélectives dans la bande de fréquence du multiplexeur, et n'étant pas nécessairement équi-amplitude sur la totalité de leur pseudo-bande passante.

En outre, cette méthode permet également de diviser par deux la puissance communiquée à chacun des deux filtres, ce qui est un avantage pour doubler la capacité de tenue en puissance du dispositif et éviter les effets multipactor.

On observe toutefois qu'avec ce type de topologie, les largeurs de bande de garde obtenues sont directement dépendantes de la sélectivité des filtres, qui restent équivalente au cours du processus de reconfiguration. Ceci permet d'obtenir des bandes de garde constantes entre chaque canal, quel que soit l'état de configuration du multiplexeur, et ce sans changer pour autant la nature des fonctions de filtrage, notamment au niveau de leur nombre de pôles. Ces bandes de garde occupent toutefois une part importante du plan de fréquence avec ces méthodes. Malgré les sélectivités importantes mis en œuvre dans l'exemple montré précédemment, avec des fonctions de filtrage comprenant 14 pôles, on constate que chaque



canal (soit chaque transmission équi-amplitude) est séparé par environ 140 MHz. Sur une bande totale de 2900 MHz, on a ainsi environ 14,5% de bande inutilisable, valeur qui est supérieure à la solution idéale présentée Figure 24.

Les pertes d'insertion restent quant à elles équivalentes d'un canal à l'autre (les coupleurs hybrides ont été supposés idéaux pour ce qui est des critères d'adaptation et d'isolation et présentent des pertes de 0,1 dB) dans une configuration équilibrée ou non. Cependant, dès que l'on cherche à réaliser des canaux dont la largeur est de l'ordre de grandeur de la bande de garde, ces dernières deviennent très importantes, voir Figure 28, f. Ces pertes sont supérieures à celles vues sur des filtres idéaux en Figure 24, mais ces filtres ne sont toutefois pas montés sur un manifold résonant, dont la présence augmenterait probablement les pertes d'insertion de chaque canal.

La solution évoquée précédemment, conservant un manifold résonant, reste donc avantageuse d'un point de vue radiofréquence, elle nécessite toutefois qu'il soit possible d'ajouter ou de retirer des pôles d'une fonction de filtrage, ce qui nécessite un commutateur intégré dans le filtre susceptible d'isoler complètement un ou plusieurs résonateurs. Ce type de fonction paraît également impossible à contrôler totalement avec une seule et unique commande par filtre, contrairement à une topologie à coupleurs hybrides.

En effet une fonction de filtrage contrôlable à la fois en bande passante et en fréquence centrale nécessite au minimum deux commandes, une pour régler la bande-passante, et l'autre pour régler la fréquence centrale. Parmi les filtres accordables observés dans la littérature, nombreux sont ceux à proposer par ailleurs une commande indépendante pour chaque cavité et chaque élément de couplage inter-résonateur. En imaginant un dispositif susceptible de commuter des résonateurs de la sorte, il serait donc nécessaire d'implanter des actionneurs supplémentaires à chaque retrait de pôles qu'on souhaite effectuer. A ces actionneurs devraient être ajoutés les actionneurs implantés sur le manifold lui-même, visant à compenser les relations de phases entre les différents canaux à chaque changement de configuration [36], [40], [57], [59]. La masse et le volume final du dispositif d'actionnement ne serait donc pas négligeable devant celle du filtre accordable lui-même.

La solution à coupleurs hybrides, quant à elle, propose un doublement des filtres au niveau de la fonction de multiplexage ainsi que l'ajout de coupleurs hybrides, mais peut permettre l'implantation d'une unique commande, qui viendrait translater le filtre en fréquence, car il n'est pas nécessaire d'obtenir une reconfiguration de la bande passante des filtres en question. Cette commande unique peut venir contrôler la position d'une paire de filtres et c'est en agissant différenciellement sur les fréquences centrales des différentes paires de filtres que les bandes passantes de chaque canal sont réglées.

Enfin, en terme de conception, il est important de noter que l'utilisation d'un multiplexage à manifold (accordable) implique une phase d'optimisation des longueurs électriques (qu'on cherche à obtenir par réglage) venant connecter les différents canaux, et ce pour chaque combinaison possible. Cette phase d'optimisation étant d'ores et déjà particulièrement longue dans le cadre d'un multiplexeur présentant un plan de fonctionnement fixe, avec un nombre de variables limitées, ce temps de calcul serait d'autant plus important avec un système reconfigurable. Il faut imaginer que dans notre cas d'application, l'ODMUX, à titre d'exemple, présente 969 cas de figure différents. Bien que l'on puisse supposer qu'il soit possible de réduire le nombre de ces cas et d'encadrer certaines solutions avec d'autres en optimisant qu'une série de cas de figures extrêmes, il paraît déraisonnable d'imaginer qu'une telle complexité du système ira dans le sens de sa fiabilité.

## II.1.4. Bilan comparatif et orientation

| Solution à coupleurs hybrides  | Solution à commutation de résonateurs  |
|--|--|
| <ul style="list-style-type: none"><li>• Nombre de commandes réduit</li><li>• Simplicité de conception</li><li>• Adaptation large-bande du manifold</li><li>• Utilisation de fonctions de filtrage pseudo-passe bas ou pseudo-passe haut</li><br/><li>• Pertes plus élevées</li><li>• Encombrante</li><li>• Bande de garde importante</li></ul> | <ul style="list-style-type: none"><li>• Compacte (sans prendre en compte les actuateurs)</li><li>• Faibles pertes</li><br/><li>• Bande étroite</li><li>• Complexité de conception</li><li>• Nombre de commandes plus important</li><li>• Utilisation de fonction passe-bande</li><li>• Nécessité d'un élément susceptible de réaliser la commutation d'un résonateur</li></ul> |

Figure 29 : Tableau regroupant avantages et inconvénients de chaque solution

On dresse ainsi un bilan comparatif des deux solutions envisagées :

Comme on peut le constater, chacune de ces deux solutions paraît envisageable et prometteuse, et il conviendra de travailler de manière parallèle sur la mise au point de ces deux concepts. Il est néanmoins important de constater que la solution à commutation implique le développement d'un composant susceptible de coupler ou d'isoler totalement un résonateur. Cette solution nécessite également de mettre en œuvre des couplages reconfigurables dans un large ratio, équivalent au ratio de bande-passante accordable que l'on souhaite réaliser. Cette solution est potentiellement intéressante, mais elle est de nature très prospective, plusieurs verrous ayant été identifiés et devant être levés pour permettre sa mise en œuvre. En ce qui concerne la solution à couplage hybride, stabiliser les couplages réalisés au cours de la translation en fréquence de la fonction de filtrage est une possibilité, de sorte à conserver des fonctions possédant une bande passante et des pertes d'insertion constantes, mais ce n'est pas une obligation, il est également possible de conserver une adaptation dans une bande réduite en agissant uniquement sur les fréquences de résonance des cavités composant le filtre. Cette solution est donc prometteuse pour les applications visées, des concepts restent à valider au démarrage de ce type de recherche mais sa mise en œuvre semble plus simple que la solution à commutation.

Dans les deux cas de figure, il est cependant nécessaire de venir accorder des résonateurs en fréquence, et ce dans une proportion équivalente à la largeur de bande totale que l'on souhaite réaliser. De nombreuses possibilités existent dans ce domaine, mais il convient de concevoir un dispositif susceptible d'être fabriqué par des moyens à notre disposition et conservant un facteur de qualité le plus stable possible au cours de sa reconfiguration.

Dans un premier temps, notre étude va donc porter sur la manière d'accorder des résonateurs sur différents modes de résonances, sur différentes plages de variation, et en usant de différentes techniques, via des inserts ou des reconfigurations de parois mobiles par exemple. Cependant, il est important de vérifier à ce stade la faisabilité de ce type de résonateur accordable et donc de réaliser des maquettes préliminaires des dispositifs. Ces maquettes

seront réalisés en impression 3D pour la plupart d'entre elles, pour des raisons de coût, de délai, mais également de la capacité qu'ont ces technologies de mettre en œuvre des formes complexes et/ou des matériaux innovants, ce qui ne peut être réalisé avec des techniques de fabrication classiques.

## **II.2. Technologies de réalisation mises en œuvre au cours de nos travaux**

### **II.2.1. L'impression 3D plastique : prototypage rapide et faible coût**

L'impression 3D [65] est devenue une méthode de fabrication largement utilisée dans des domaines aussi variés que la construction [66], le domaine de la bio-ingénierie [67] ou encore l'agro-alimentaire [68], ainsi que celui des hyperfréquences [69]. De manière plus spécifique, des procédés de fabrication de composants en plastique peuvent désormais être mis en œuvre sur des machines légères et à des coûts raisonnables, permettant de réaliser rapidement des prototypes fonctionnels. Dans le domaine des composants passifs, et depuis une première réalisation d'un filtre en technologie additive en 2004 [70], ces technologies sont désormais communément utilisées afin de produire des preuves de concepts, première étape nécessaire d'une démonstration de principe [71]. Par ailleurs, l'utilisation de ces procédés, après avoir été largement utilisés pour la conception de prototypes sont de plus en plus tournés vers la production finale, et ce dans tous les domaines industriels [72]. De nombreux matériaux peuvent être imprimés en 3D, du plastique [73] au métal [74] en passant par la céramique [75]–[77]. Il est même possible de réaliser des impressions de matériaux intelligents, où la structure de l'objet va venir se déformer, sous un effet thermique par exemple [78]. Néanmoins, si les moyens nécessaires à mettre en œuvre une impression plastique 3D restent légers, ceux nécessaires à l'impression 3D de composants métalliques ou céramiques s'approchent davantage des moyens industriels.

Les technologies utilisées en impression plastique dans le cadre de la fabrication de composants hyperfréquences sont principalement de deux types : la technologie FDM (Fused Deposit Modeling), mise au point dans les années 1990 [79] et les techniques de « Material Jetting » ou projection de matière, mises au point par la suite [80]. La technique FDM est basée sur l'utilisation de filaments de matière première, qui sont fondus et déposés couche par couche à l'aide d'une buse ou d'un plateau mobile là où la technique Material Jetting vient déposer des gouttes de monomère qui est polymérisé au fur et à mesure de la construction du solide à l'aide de flash de lumière ultraviolette. Les deux méthodes utilisent également des supports de constructions, qui peuvent être retirés une fois l'étape de fabrication terminée et qui permettent d'obtenir des formes suspendues ou creuses, par exemple. Ces méthodes ont gagné en précision de fabrication depuis les premières réalisations, permettant maintenant l'obtention de résolutions de fabrication de 200  $\mu\text{m}$  pour les technologies de FDM et de 20 à 80  $\mu\text{m}$  pour les technologies de projection de matière sur les imprimantes utilisées dans le cadre de ces travaux.

Une fois les pièces en plastique réalisées, une étape de métallisation est nécessaire afin d'obtenir des barrières métalliques susceptibles de confiner le champ électromagnétique hors du matériau plastique. Pour ce faire, il est possible d'utiliser des méthodes de dépôt chimique directe [81], de pulvérisation aérienne [82] ou encore de réaliser un dépôt électrochimique sur une première couche conductrice préalablement déposée [83]. Il est également possible d'utiliser des laques conductrices [84], comme la peinture Ferro©, permettant notamment d'atteindre facilement des endroits inaccessibles en remplissant l'objet de laque avant de le vider. Cette technique faible coût et facile à mettre en œuvre conduit néanmoins à des

conductivités relativement faibles, de l'ordre de  $1.65 \text{ S}\cdot\mu\text{m}^{-1}$ , là où d'autres méthodes permettent d'obtenir des conductivités jusqu'à  $40 \text{ S}\cdot\mu\text{m}^{-1}$  [83], [85]. Elle permet cependant de réaliser des pièces monolithiques, ne présentant aucun assemblage post-fabrication entre plusieurs parties, ce qui autorise d'une part d'éviter de potentielles fuites ou de causer des problèmes d'alignement, en plus de limiter, d'autre part, légèrement le poids et l'encombrement du dispositif.

A l'aide de ces méthodes, nous avons donc pu réaliser, à titre d'exemple, une maquette de duplexeur fixe [86] utilisant une méthode de couplage par coupleurs hybrides et comportant quatre filtres, quatre coupleurs ainsi qu'un coude (voir Figure 30). Une paire de coupleurs a été réalisée en technologie FDM, les autres composants ont été réalisés en technologie par jet de matière, le procédé Polyjet © sur une imprimante Stratasys © afin de garantir de meilleurs résultats.

On réalise ainsi un diplexeur présentant deux bandes passantes de 257 et 249 MHz avec des paires de filtres identiques dont chacun réalise des fonctions 4 pôles de type Tchebycheff. Une bande de garde de 108 MHz est conservée entre les deux dispositifs. Une phase de réglage post-fabrication a été nécessaire, afin de rattraper les dérives fréquentielles liées aux incertitudes d'impression et d'épaisseur de dépôt métallique. Cette étape a été réalisée grâce à l'implantation de vis de réglage plastiques dans les cavités  $\text{TE}_{101}$  et les iris rectangulaires qui composent ces filtres. On observe des pertes d'insertion égales à 2,6 dB sur le canal haut, et 2,1 dB sur le canal bas. Bien que ces pertes d'insertions soient élevées, notamment en raison de la faible conductivité du métal déposé, elles permettent néanmoins de réaliser une preuve de concept satisfaisante concernant la capacité de la méthode de multiplexage par coupleurs hybrides à conduire à des dispositifs fonctionnels. Ce prototype, réalisé en l'espace d'un mois, nous a également montré la possibilité offerte par l'impression de réaliser des preuves de concept de manière rapide et à faible coût.

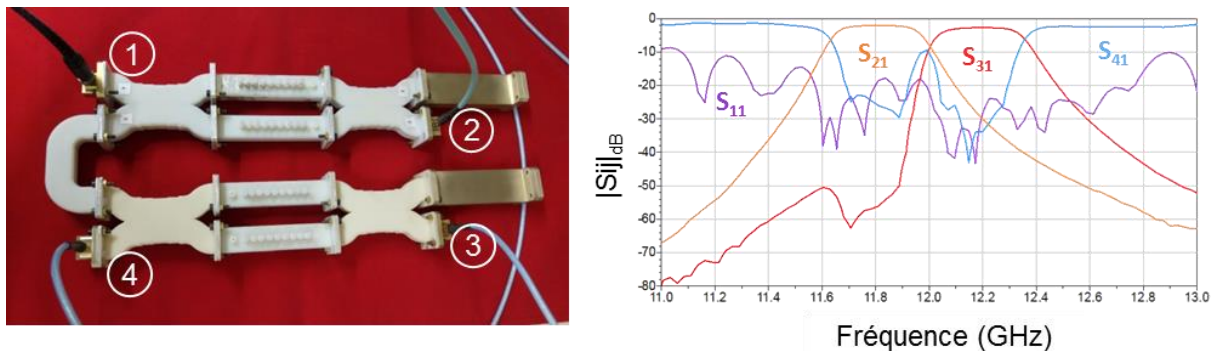


Figure 30 : Photographie et mesures du diplexeur réalisé [79].

## II.2.2. L'impression 3D plastique : nouveaux matériaux et nouvelles possibilités

Comme nous l'avons vu, l'impression 3D permet également d'obtenir des résultats s'affranchissant des limites imposées par les méthodes d'usinage traditionnelles, via l'utilisation de matériaux aux propriétés intéressantes, mais également en permettant l'obtention de formes complexes.

Il est ainsi possible de réaliser, par exemple, des résonateurs sphériques creux et monoblocs [82]. Outre le fait qu'une structure de ce type est impossible à réaliser par moulage ou micro-usinage, obtenir un composant monobloc permet de réaliser des gains de masses, notamment au niveau des interfaces de connexions et sur le poids de la visserie [87]. De plus, un

composant monobloc évite d'éventuelles pertes par rayonnement à travers ces

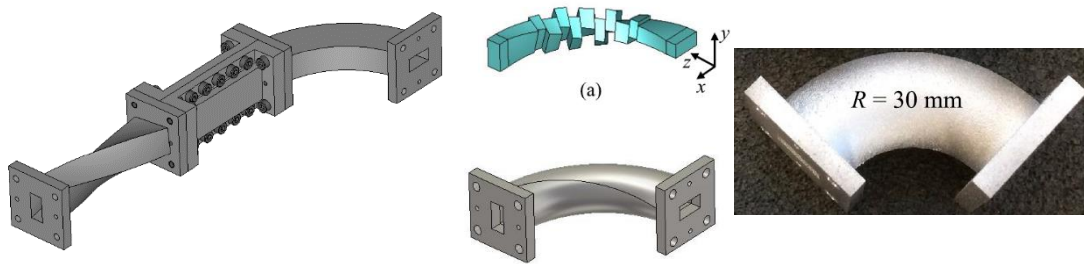


Figure 31 : Photographies et vues CAO des différentes phases de réalisation d'un filtre intégrant des réorientation de la polarisation et de la direction de propagation, développé dans [81].

interconnexions qui peuvent parfois avoir une orientation peu adaptée (en fonction des contraintes de réalisation de la pièce), présenter des défauts d'alignement ou encore se déformer thermo-mécaniquement de manière importante dans un environnement spatial.

En suivant ce principe, il est possible d'imprimer plusieurs composants en une seule pièce, et d'adapter la forme de la pièce afin d'obtenir des gains de masses et de volume important, voire d'intégrer des fonctions différentes au sein d'un même objet [88], voir Figure 31.

Par ailleurs, de nombreux matériaux peuvent être utilisés dans le cadre de l'impression 3D, et certains d'entre eux possèdent des propriétés qui sont d'un grand intérêt pour nos applications. Au cours de ces travaux, quelques expérimentations ont ainsi pu être réalisées sur le matériau TangoBlack®. Un matériau flexible, pouvant être déformé par une action mécanique. On a ainsi réalisé un guide droit en standard WR75, susceptible d'être coudé ou tordu. Il est toutefois relativement complexe de garantir la bonne adaptation du dispositif au cours de la déformation, comme on peut le constater Figure 32. Le caractère flexible des interfaces pose également un problème de contact au niveau des flasques, qui se traduit par d'importants courants de fuites à basse fréquence qui sont aggravés avec le phénomène de déformation. La réalisation de tels composants suppose également la possibilité de déformer correctement le dépôt métallique réalisé sur l'objet sans en dégrader la qualité et éviter l'effet d'hystérésis observé.

Il est également possible d'imprimer des matériaux plastiques transparents, qui permettent notamment d'exercer un contrôle qualité visuel lors des phases de nettoyage du support ou de métallisation des dispositifs de formes complexes.

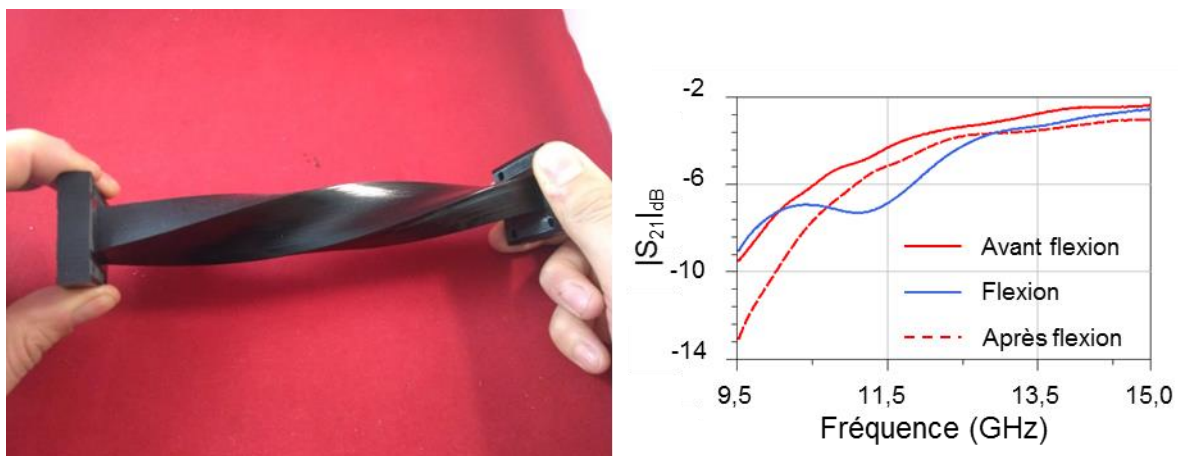


Figure 32 : Photographie et transmission en fréquence du guide étudié

Adaptation des filtres  
(S21 & S43)

Transmission des canaux  
(S51 & S53)

Adaptation des coupleurs  
(S11 & S33)

Isolation  
(S31 & S13)

Adaptation d'entrée  
(S66)

Simulation  
- - - - -

Mesure  
—————

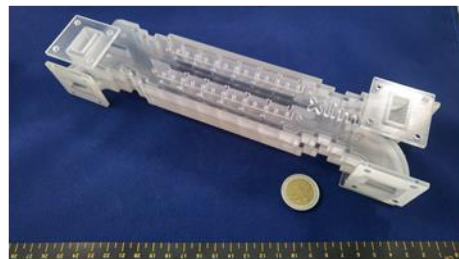
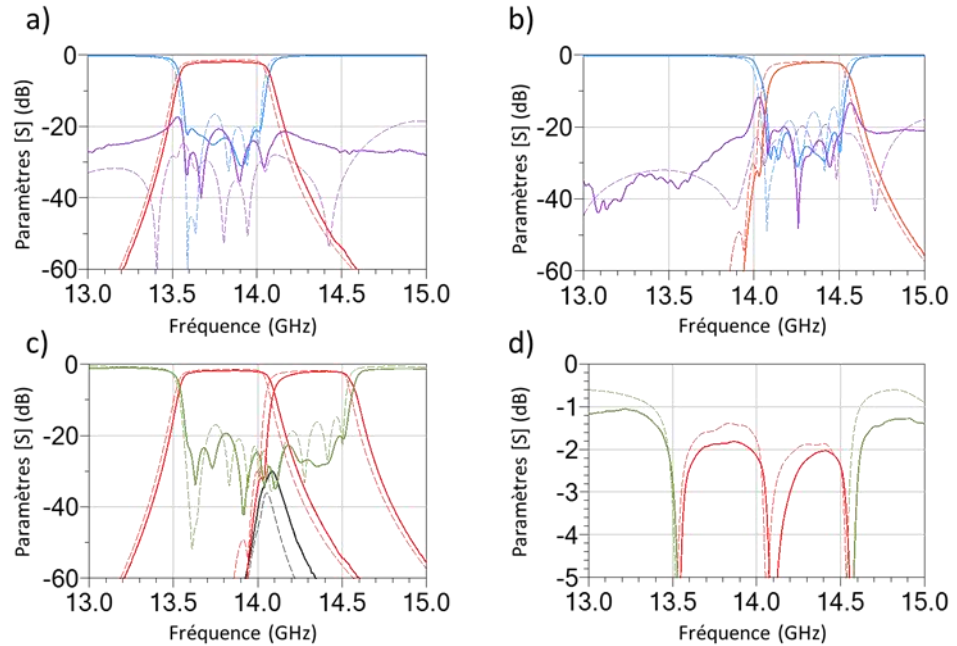


Figure 33 : Photographies et réponses en fréquences du diplexeur compact réalisé

Ainsi une version compacte et monolithique du diplexeur vu précédemment a été réalisée [89] (voir Figure 33), utilisant les propriétés de ce matériau transparent et les possibilités de la fabrication additive en terme de réduction d'encombrement, ce qui nous a permis de réaliser un gain en volume de 62% et un gain de masse de 37%, par rapport à la version précédente du dispositif (une fois ces dernières grandeurs normalisées par rapport à la longueur d'onde).

### II.3. Conclusion

Ainsi, on a vu que nos travaux allaient s'organiser dans l'objectif de réaliser des fonctions de multiplexage accordable, réalisables potentiellement à l'aide de deux topologies. La première vise à utiliser les propriétés de directivité des coupleurs hybrides afin de réaliser des opérations de multiplication et de soustraction sur des filtres passe-bandes de bande passante constante, la seconde visant à coupler à l'aide d'un manifold résonnant accordable des filtres à bande passante accordable susceptibles de venir connecter ou déconnecter des résonateurs de leur fonction.

Dans cet objectif, nous allons devoir développer dans un premier temps des résonateurs accordables à l'aide de différentes technologies et méthodes, susceptibles de s'accorder sur des bandes de fréquences étroites ou larges, tout en conservant un fort facteur de qualité. Ces résonateurs accordables seront ensuite associés avec des éléments de couplage accordables suivant les besoins des fonctions de filtrage accordables qu'on souhaitera réaliser. Dans un troisième temps, on pourra réaliser des fonctions de filtrage accordables à l'aide des éléments

les plus appropriés conçus précédemment. Ces fonctions de filtrage seront conçues pour s'intégrer dans les dispositifs de multiplexage choisis.

Dans cet objectif, nous allons pouvoir nous appuyer sur des méthodes de prototypage rapide éprouvées, permettant l'obtention de dispositifs pouvant être utilisés comme preuves de concept à coût réduit. Ces méthodes permettent également la mise en œuvre de nombreux matériaux innovants, qui peuvent être utilisés afin de permettre l'accordabilité des systèmes.

## Chapitre III. Technologies de résonateurs et d'éléments de couplage accordables

---

### III.1. Introduction

Comme nous avons pu le voir au cours du 1<sup>er</sup> chapitre, il existe de nombreuses techniques visant à réaliser l'accord en fréquence de cavités volumiques et des éléments de couplages entre ces cavités, chacune s'effectuant sur des modes de résonance spécifiques et mettant en œuvre des mécaniques différentes. Au cours de nos travaux, nous avons ainsi cherché à modifier ces grandeurs physiques en usant de différentes méthodes, qui sont exposées dans le présent chapitre.

La méthode la plus simple et la plus élémentaire pour obtenir une reconfiguration en fréquence consiste à modifier le volume de la cavité dans laquelle s'installe le mode de résonance visé. Néanmoins, on a pu constater dans l'état de l'art réalisé que cette méthode se heurtait principalement à deux difficultés. Premièrement, réaliser cette reconfiguration en usant de plans métalliques mobiles nécessite une gestion complexe des contacts métal-métal, qui peuvent aboutir à d'importants courants de fuite venant dégrader le facteur de qualité du résonateur. D'autre part, les résonateurs fermés en métal dont on vient réduire le volume par une contrainte mécanique, mis en œuvre afin de contourner la première limite, montrent des limitations d'agilité en fréquence de par la nature peu flexible des matériaux utilisés. Aussi, nous avons décidé en première approche d'évaluer les possibilités d'apport des polymères flexibles imprimables en 3D dans ce domaine, avec la conception de plusieurs véhicules de tests.

Dans un second temps, nous avons cherché à évaluer les possibilités offertes par une seconde méthode, visant à utiliser les propriétés de polarisation du champ électrique pour venir modifier la fréquence de résonance d'une cavité, ou le couplage entre deux éléments. Ces travaux nous ont notamment amené à mettre au point un polariseur électromagnétique susceptible d'isoler deux cavités l'une de l'autre, mais également à utiliser des techniques de groove-gap afin d'isoler la zone de contact électrique entre deux résonateurs de la zone de contact mécanique.

Enfin, nous avons étudié des méthodes visant à charger progressivement des modes résonants avec des inserts en matériau diélectrique de permittivité relative supérieure à 1. En utilisant une forme adaptée aux allures des champs du mode de résonance considéré, nous avons été en mesure de démontrer la possibilité d'utiliser cette méthode tout en conservant, voir en améliorant, le facteur de qualité initial du mode. Dans le cadre de ces travaux, nous avons également cherché à mettre à profit des travaux récents conduits sur les alumines à très faible tangente de pertes réalisées dans le cadre de l'ANR ATOMIQ (Advanced Technologies fOr Millimeterwave Integrated filters in Q and V bands) [90].



### III.2. Accord par déformation

Le postulat initial de la démarche est d'essayer d'éviter tant que possible les fuites de courant et la dégradation du facteur de qualité lié à ces fuites en réalisant une pièce déformable monolithique. Dans [42], les auteurs ont démontré une agilité en fréquence de 4,2% sur des résonateurs  $TE_{113}$  avec un facteur de qualité de 15 000. Cet accord est obtenu en venant comprimer des structures en accordéon à l'extrémité des cavités métalliques d'environ 3 mm, sur une hauteur totale de 45,6 mm, ce qui nécessite l'apport d'une force conséquente, en raison de la rigidité du matériau. L'utilisation d'un matériau métallique permet cependant de garantir une excellente conductivité, ce qui, associé à l'ordre élevé du mode choisi, conduit à l'obtention d'un excellent facteur de qualité.

Il ne semble toutefois pas possible d'utiliser ce type de méthode conjointement avec des matériaux métalliques pour des applications d'accord en fréquence de l'ordre de 20%, comme ceux que l'on souhaite réaliser sur la configuration ODEMUX par exemple. Dans l'objectif de conserver ce principe de déformation des parois tout en venant augmenter l'accord en fréquence, il convient d'utiliser un matériau plus souple, comme le polymère TangoBlack® présenté au chapitre précédent. L'utilisation de ce polymère pose toutefois la question de la conductivité obtenue, un ordre de grandeur inférieur à ceux des métaux, mais anticipe sur la mise à disposition de futures méthodes de métallisation efficaces, en cours de développement.

Afin d'obtenir des accords en fréquence importants, il convient d'utiliser des modes d'ordre limités, qui présentent des isolations plus importantes. Utiliser le mode  $TE_{101}$  par exemple, permet de passer sur une géométrie rectangulaire, offre une plus grande latitude pour exercer une déformation mécanique, en particulier latérale, qu'une cavité cylindrique présentant un rapport de forme très allongé (voir Figure 34). Utiliser ce type de cavité conduit cependant à travailler avec des facteurs de qualité plus faibles, de l'ordre de 6000 si l'on prend une métallisation parfaite d'argent ( $63 \sigma \cdot \mu m^{-1}$ ). Ce facteur de qualité moindre reste toutefois moins problématique dans le cadre de filtres de largeur de bande importante, que l'on cherche à atteindre dans le cadre de notre application.

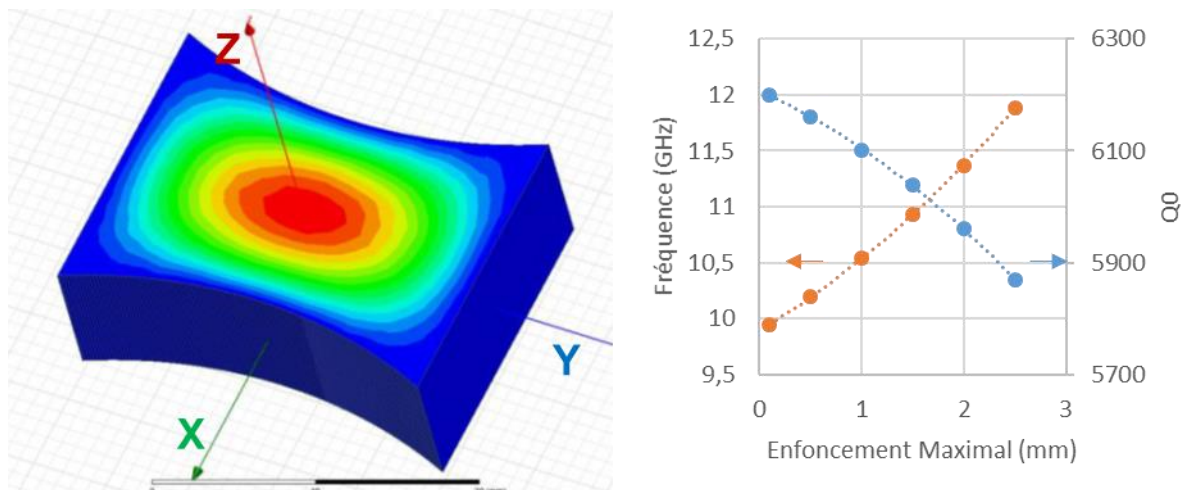


Figure 34 : Evolution simulée de la fréquence et du facteur de qualité d'un résonateur rectangulaire (19.05 x 25.0 x 9.525 mm) en fonction de la déformation latérale appliquée

La cavité rectangulaire peut être déformée sur ses parois inférieures et supérieures, créant ainsi une variation de nature capacitive au centre de la cavité, position pour laquelle le champ électrique est maximal, ou sur ses parois latérales, afin de venir modifier l'allure des champs

magnétiques. Des simulations ont démontré que cette seconde méthode était la plus efficace dans l'objectif d'obtenir une forte variation de la fréquence de résonance tout en maintenant un facteur de qualité élevé (voir Tableau 2). Afin de réaliser cette comparaison, on définit la valeur de déformation comme étant le rapport entre les dimensions de la cavité dans l'axe de compression, après et avant cette compression.

Tableau 2 : Comparatif entre une déformation verticale et latérale

| Déformation considérée    | Verticale | Latérale |
|---------------------------|-----------|----------|
| Déformation (%)           | 26 %      | 13 %     |
| Décalage en fréquence (%) | 5.3 %     | 19.4 %   |
| $Q_{\text{minimal}}$      | 4150      | 5900     |

Une maquette basée sur ce principe a donc été réalisée et dotée d'un support solide pour le système d'actuation, ici une simple vis visant à déformer la paroi (Figure 35, a). Une fois métallisé, le résonateur possède un facteur de qualité de 390 environ (Figure 35, b). Un mouvement de vis permet de décaler la fréquence de résonance de la cavité d'une centaine de MHz, mais la structure s'avère particulièrement fragile et la force exercée par la vis vient rapidement provoquer une fracture dans la paroi du dispositif (Figure 35, c). On constate également l'apparition de craquelures sur le dépôt métallique, liées à la déformation du matériau support, et ayant probablement un impact sur la conductivité équivalente de surface (Figure 35, d).

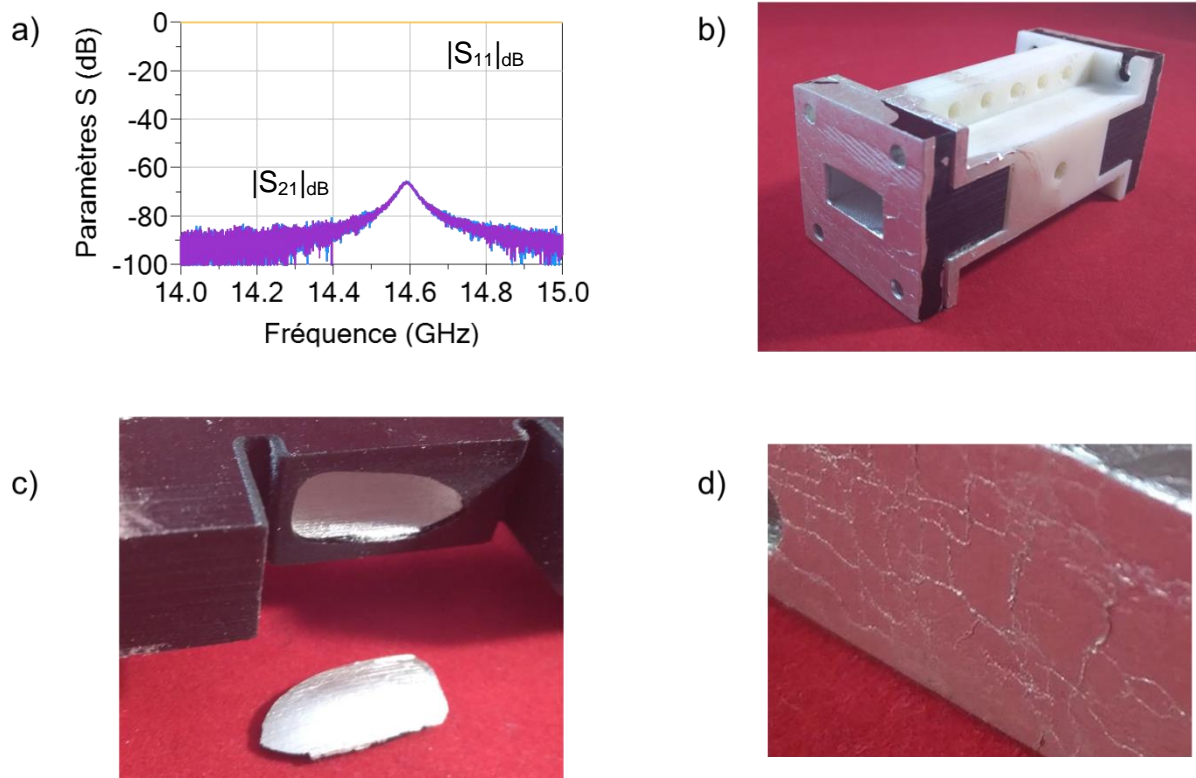


Figure 35 : Réponse et photographies de la cavité déformable et détails de sa partie flexible et de sa face avant après manipulation

Une autre exploitation possible d'un matériau conducteur flexible peut consister à venir accorder la valeur d'un couplage entre deux cavités en modifiant la hauteur du gap d'air entre un plot et le capot supérieur du filtre. Lorsque l'on vient coupler deux cavités entre elles à l'aide d'un élément, deux modes de résonances s'installent alors à proximité fréquentielle l'un de l'autre. Ces deux modes reprennent la configuration des modes fondamentaux de chaque cavité tout en respectant une condition limite (CCE ou CCM) différente à l'interface des deux cavités. On parle alors de mode pair et impair, dont la proximité fréquentielle est dépendante de la nature et des dimensions de l'élément réalisant l'interface. Cet effet est utilisé afin de construire des fonctions de filtrage, qui associent des modes de résonances de structures à plus ou moins grande proximité les uns des autres pour réaliser des fonctions avec des bandes passantes déterminées. Dans la démarche de synthèse par matrice de couplage [91], on utilise une variable pour quantifier cette proximité, le coefficient de couplage, défini comme :

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (1)$$

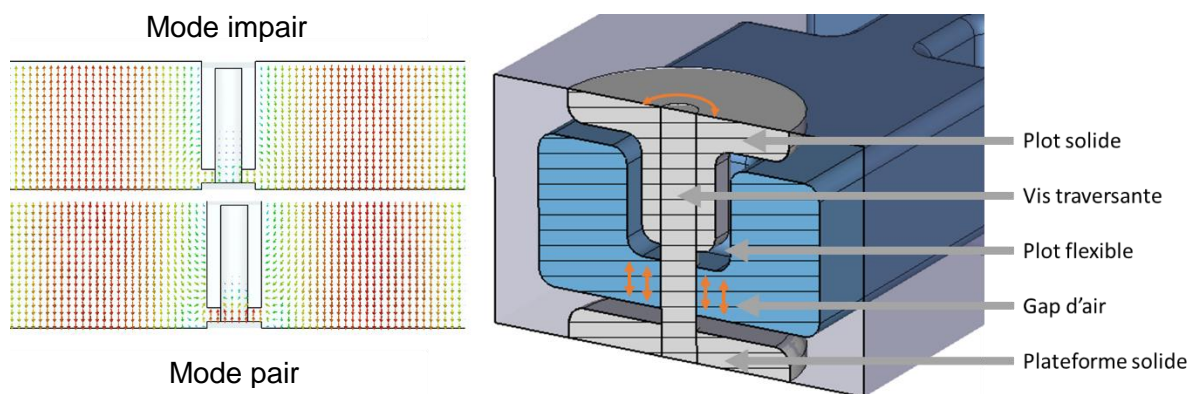


Figure 36 : Vue CAO du principe de couplage accordable par plot mobile, avec une vue de la répartition des champs électriques pour les modes pairs et impairs des cavités couplées.

On a ainsi montré en simulation qu'il était possible d'obtenir une variation du coefficient de couplage entre 0,021 et 0,005 en conservant une fréquence centrale stable avec un mouvement d'amplitude réduit (ici 6,8% de la hauteur de cavité). Ces valeurs sont évidemment dépendantes de la largeur du plot considéré, ici le plot a été choisi de dimensions 4x4 mm<sup>2</sup> et situé à l'interface de deux cavités TE<sub>101</sub> résonant autour de 11,5 GHz (Figure 36). Le gap initial est fixé à 2 mm. Afin de rapprocher le plot mobile du fond de la cavité, on utilise une vis en matériau diélectrique de permittivité relativement faible, autour de 3, qui ne perturbera pas le champ électromagnétique de manière trop importante. Cette vis traverse le plot afin de le relier au fond de cavité. La nature du matériau souple et sa sensibilité à l'abrasion se prêtent toutefois peu à l'implantation d'un pas de vis, ce qui nous amène à concevoir deux pièces en matériau solide, dans lesquelles le filet est implanté et que la vis va venir rapprocher l'une de l'autre. En se rapprochant, ces pièces vont entraîner avec elles l'enveloppe de matériau souple qui les recouvre, et qui est elle-même métallisée.

Un prototype visant à démontrer ce principe a été réalisé, cependant, la phase de nettoyage du support d'impression (avec un jet d'eau à forte pression) est venue endommager le matériau au niveau de l'élément de couplage, rendant le prototype inutilisable, tout en soulignant une fois de plus la fragilité particulière de ces matériaux polymères souples.

Ces deux maquettes montrent donc que des travaux importants restent à mener d'un point de vue technologique dans le but de trouver un matériau flexible adapté, suffisamment souple pour se déformer sans toutefois être trop fragile. Des études approfondies, prenant en compte les caractéristiques multi-physique de la déformation doivent également être menées pour aboutir à des règles de conception de ce type de dispositifs. Enfin, la métallisation de ce matériau et le maintien de la qualité de cette métallisation apparaît également comme un point critique sur ce type de technologie. Par conséquent, au vu du caractère important des travaux à mener dans le but de faire passer cette technologie à un niveau de maturité suffisant pour pouvoir pleinement l'exploiter dans le cadre du filtrage accordable, il nous paraît difficile à ce stade, et ce en dépit de son potentiel intéressant, de pousser plus avant l'utilisation de cette technique dans le cadre de nos travaux.

### III.3. Accord par dépolarisation

#### III.3.1. Iris à grille rotatifs

Au cours de nos travaux, nous avons également été amenés à concevoir un composant permettant d'isoler complètement les cavités les unes des autres ou de les coupler, suivant sa position. Pour cela, nous nous sommes inspirés du principe des polariseurs optiques, avec dans l'idée de concevoir un composant susceptible de présenter ou non un mur métallique équivalent à une onde polarisée verticalement, comme c'est le cas dans de nombreux modes de résonance de cavité.

Initialement, ce composant avait ainsi pour objectif de servir de commutateur, avec pour objectif de venir isoler certains résonateurs les uns des autres, dans le but de réaliser des fonctions accordables en nombre de pôles, l'une des deux pistes envisagées au chapitre précédent. Les expérimentations nous ont toutefois conduits à considérer que ce composant pouvait être utilisé à la fois pour obtenir ce type de résultats, mais également pour réaliser l'accord d'un coefficient de couplage ou d'une fréquence de résonance. Pour des raisons de simplicité, ce dispositif a été réalisé avec des cavités fonctionnant sur le mode  $TE_{101}$  ce qui n'exclut pas, cependant, la possibilité de l'adapter sur d'autres modes de résonance présentant une polarisation rectiligne des champs sur une des faces de la cavité dans laquelle ils s'inscrivent.

Le principe de fonctionnement est le suivant : une grille métallique, inscrite dans une forme circulaire, est utilisée comme iris de couplage entre deux cavités (Figure 37). En fonction de la position angulaire de la grille, la condition aux limites équivalente présentée par l'iris est

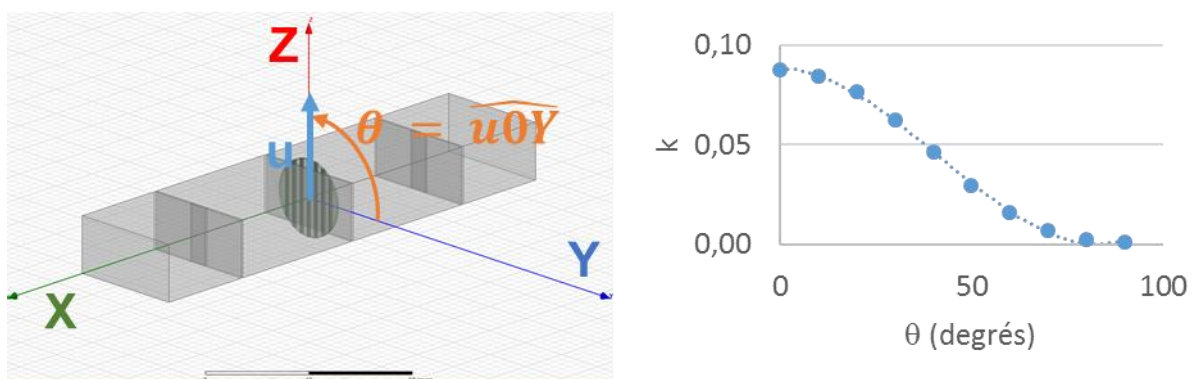


Figure 37 : Vue CAO du dispositif de couplage accordable réalisé à l'aide d'une grille mobile en rotation et résultat d'extraction du coefficient de couplage  $k$  réalisé.

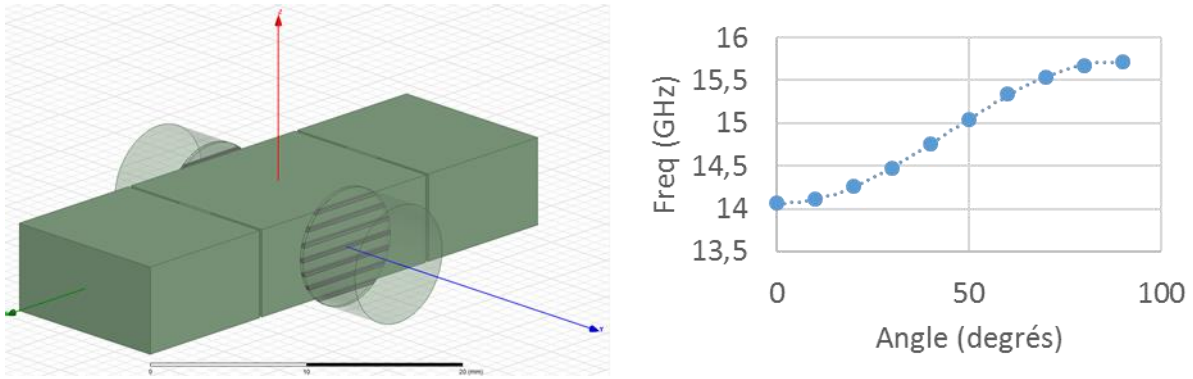


Figure 38 : Vue CAO du dispositif de couplage accordable réalisé à l'aide d'une grille mobile en rotation et évolution de la fréquence centrale réalisée.

amenée à passer d'une surface partiellement réfléchissante (pouvant être considéré comme un élément de couplage), à une surface totalement réfléchissante. Les essais préliminaires, sur une structure idéale, ont montré que le coefficient de couplage réalisé par l'iris rotatif diminuait d'une valeur maximale (pour une orientation perpendiculaire des grilles vis-à-vis du champ électrique) à une valeur nulle (pour une orientation parallèle au champ électrique), et que cette valeur de couplage prenait de manière continue des valeurs de couplage intermédiaires, comme montré Figure 37. Cette fonction angulaire permet donc d'obtenir, avec un unique composant, d'une part un commutateur, et d'autre par un élément de couplage reconfigurable.

De plus, en venant associer ce composant avec un guide fonctionnant sous sa fréquence de coupure, et disposé latéralement par rapport à la cavité (Figure 38), on est susceptible de venir modifier la fréquence de résonance du mode présent dans la cavité. Ce phénomène peut s'expliquer de deux manières. On peut considérer que le dispositif permet ou non au champ électromagnétique de s'étendre légèrement dans les guides sous coupure, modifiant ainsi le volume équivalent occupé par le mode, tout comme on peut faire une analogie avec le modèle électrique d'une cavité. Ce qui amène à considérer cette modification des conditions limites

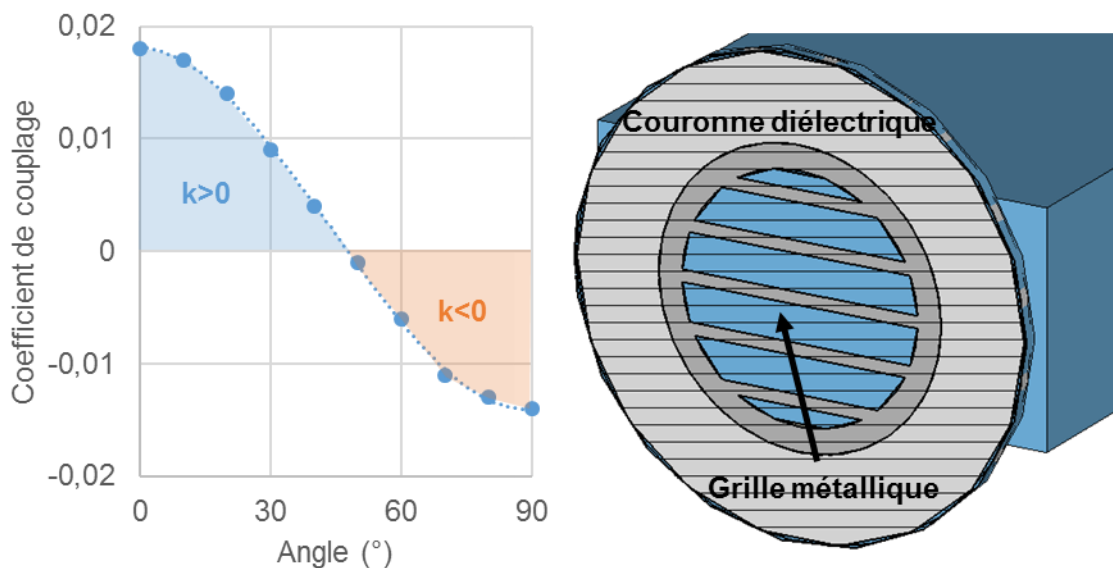


Figure 39 : Vue CAO détaillée de l'iris de couplage et de sa bague plastique et évolution de la fonction d'évolution du couplage.

latérales de la cavité comme une modification de l'impédance ramenée par ces dernières, ici avec l'ajout d'une part inductive variable en fonction de l'angle de l'élément.

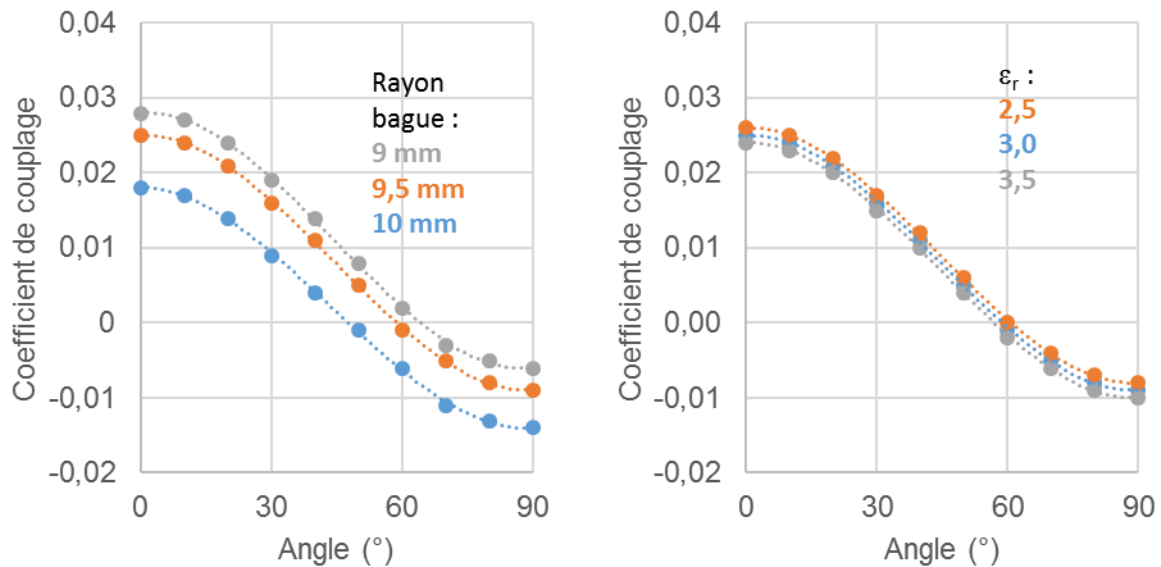


Figure 40 : Etude liant la fonction  $k(\theta)$  à deux paramètres géométriques

Afin de réaliser ces dispositifs, il est nécessaire d'intégrer la grille à un dispositif libre de mouvement, qu'on appellera iris. Cet élément, afin de garantir sa mobilité, doit présenter des contacts coulissants avec le logement dans lequel il est inséré. La présence de ces contacts coulissants implique des gaps d'air qui peuvent induire des fuites à l'extérieur de la cavité, et impacter fortement le facteur de qualité. Ces contacts métalliques mal maîtrisés peuvent, de plus, induire la présence de parasites particulièrement sensibles aux vibrations. Pour ces raisons, nous avons décidé d'intégrer les grilles métalliques dans un élément composé de diélectrique jouant un rôle isolant entre la grille mobile et le corps du filtre. (Figure 39)

Dans le cadre de cette étude préliminaire, cet élément sera réalisé en plastique ( $\tan \delta = 2.10^{-2}$ ;  $\epsilon_r = 3$ ) non métallisé.

On constate cependant, au cours de la phase de conception du dispositif de test, l'ajout d'un effet particulier. En effet, du fait de la prise en compte de ce nouvel élément, la fonction d'évolution du couplage se retrouve transposée vers des valeurs négatives, et se retrouve annulée pour une valeur d'angle intermédiaire, avant de prendre des valeurs négatives, comme montré Figure 39. Une étude paramétrique nous permet également de voir, Figure 40, qu'il est possible de contrôler l'allure de cette fonction en utilisant plusieurs paramètres (ici le rayon de la bague et la permittivité de celle-ci).

Ce constat nous amène donc à supposer l'existence d'un couplage négatif constant ( $k_c$ ) en fonction de l'angle se réalisant par l'intermédiaire de la partie diélectrique de l'iris mobile (à symétrie de révolution) plus ou moins contrebalancé par un couplage positif variant d'une valeur nulle à une valeur positive ( $k_v(\phi)$ , Figure 41, Figure 39). Cet effet permet ainsi d'obtenir une fonction de couplage pouvant prendre des valeurs nulles, négatives ou positives au



Figure 41 : Modèle de couplage proposé pour l'iris rotatif

besoin, ce qui permet d'envisager une grande reconfigurabilité sur des systèmes complets, permettant de passer de fonctions de type Tchebycheff à des fonctions quasi-elliptiques au besoin.

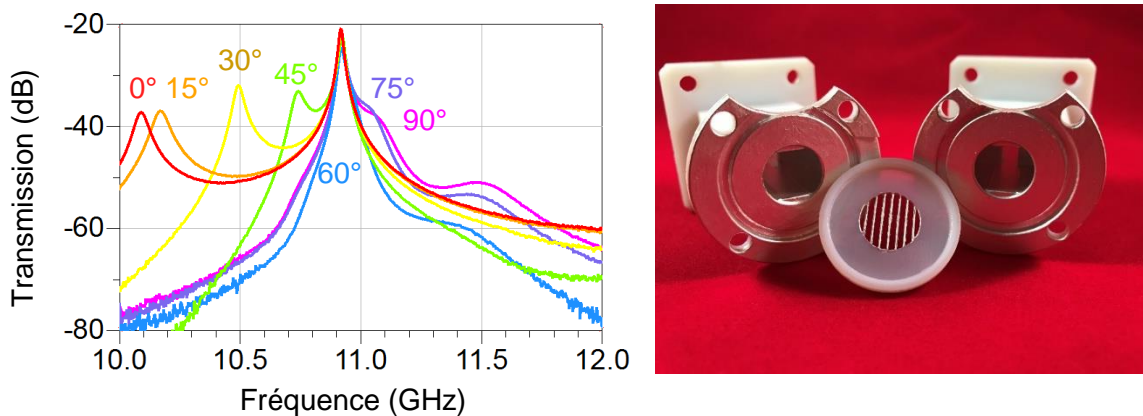


Figure 42 : Photographie et mesures du dispositif de test de couplage accordable réalisé en WR75

Toutefois, on constate également, dans les mesures du dispositif (Figure 42) une différence importante entre les niveaux des deux facteurs de qualité des modes, pairs et impairs, présent dans le dispositif, en raison de l'installation du champ dans la zone de gap et dans le matériau diélectrique pour l'un des deux modes, ce qui est de nature à faire chuter le facteur de qualité de ce dernier en rapportant des pertes supplémentaires, de nature diélectriques et métalliques. En transposant cet état de fait sur un filtre complet, cette problématique peut conduire à obtenir une fonction de filtrage présentant des pertes plus importantes aux fréquences les plus basses.

Plusieurs solutions peuvent cependant être envisagées pour limiter cet effet. Une première possibilité consiste à réduire autant que possible les pertes rapportées à l'intérieur de l'iris en utilisant un matériau plus adapté et présentant une tangente de pertes plus faible. Une seconde option pourrait également être l'implantation d'un système de roulement à billes garantissant un contact constant entre la partie solide de l'iris, en lieu et place de la bague de

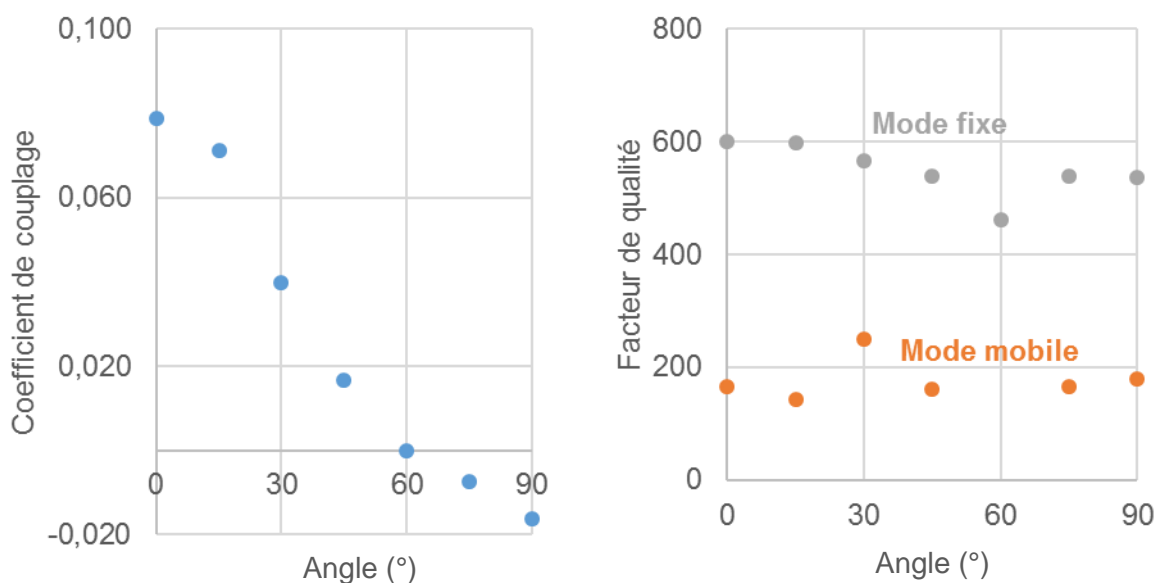


Figure 43 : Résultats de mesures exploités (facteur de qualité des modes et coefficient de couplage)

diélectrique. Ceci conduirait à supprimer l'effet du couplage négatif parallèle, mais à restaurer un équilibre entre les facteurs de qualité des deux modes couplés.

Afin de vérifier les hypothèses formulées sur ce dispositif, nous avons néanmoins réalisé deux prototypes rapides du dispositif. Le premier module (Figure 42) vise à démontrer l'accord de la fonction de couplage, le second la fonction d'accord de la fréquence de résonance. On constate que les mesures réalisées sont en bon accord avec les données obtenues en simulations, démontrant donc la validité des hypothèses formulées. On a ainsi une évolution mesurée du facteur de couplage  $k$  de 0,087 à -0,015 sur le premier module. On observe également des facteurs de qualité bien différents d'un mode considéré à l'autre. Le mode haut, fixe en fréquence, montre par exemple un facteur de qualité  $Q_0$  de 600 dans la première configuration (avec des barreaux orientés perpendiculairement au champ électrique) tandis qu'il est de 160 pour le mode bas, comme on peut le constater Figure 43.

Ce premier mode est particulièrement sensible à la perturbation induite par les barreaux métalliques disposés sur l'interface, et une modification de l'angle l'amène progressivement à se déplacer vers la position du second mode, jusqu'à la dépasser, ce qui valide l'observation réalisée en simulation, avec un coefficient de couplage devenant négatif pour des angles élevés. Le mode fixe lui, n'est pas perturbé par la présence des barreaux métallique, le couplage d'une cavité à l'autre s'effectuant à travers l'anneau diélectrique. L'écart entre les facteurs de qualité de ces modes est lié à l'écart entre les pertes ramenées par la bague plastique d'une part, et les pertes ramenées par la métallisation des barreaux de l'autre. Dans le cas présent, on constate donc que les pertes ramenées par la métallisation des barreaux sont supérieures à celles ramenées par le plastique.

Sur le second module (voir Figure 44), on a mesuré une reconfiguration en fréquence de 775 MHz soit 6,8%. Au cours de cette reconfiguration, le facteur de qualité passe d'une valeur maximale de 130 à une valeur minimale de 100, c'est à dire une réduction de l'ordre de 30%, soit une dégradation relativement importante de ce dernier si l'on compare avec ce qui existe par ailleurs dans la littérature. On constate cependant l'effet relativement limité sur la fréquence centrale du dispositif par iris polarisant réalisé, ainsi que l'augmentation de

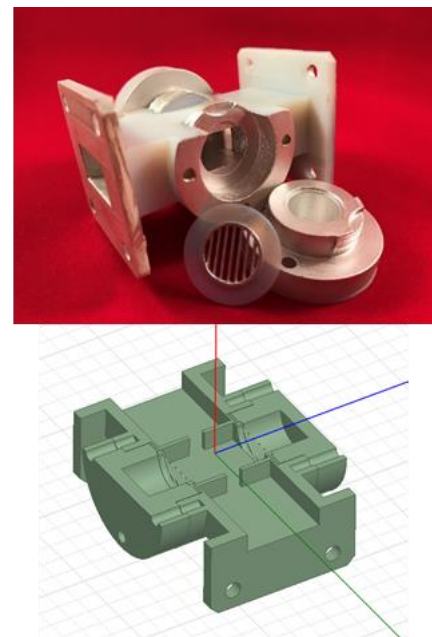
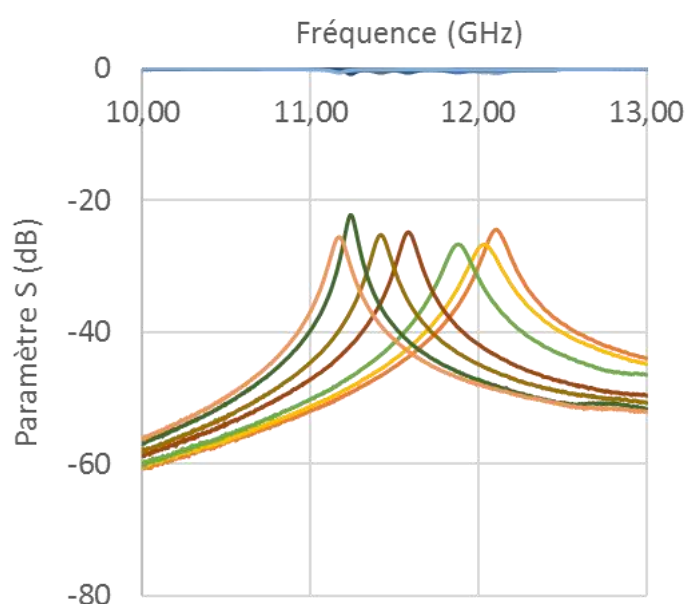


Figure 44 : Photographie et mesures du module de test de reconfiguration en fréquence par iris rotatifs latéraux réalisé



l'encombrement importante qui résulte de l'ajout de guide sous coupure latéraux sur le filtre. De plus, l'obligation de venir insérer une pièce à l'intérieur de l'iris est également une limitation importante, car elle oblige à avoir des iris relativement épais, afin que l'ensemble des pièces soient d'une épaisseur suffisante. L'allongement de longueur des iris importante ainsi obtenu empêche l'obtention de coefficients de couplage suffisamment grands pour obtenir des filtres large bande.

### III.3.2. Iris et résonateurs à ailettes

En se basant sur le même principe, on réalise donc des résonateurs à ailettes, comme montré Figure 45. Les ailettes agissent également comme des polariseurs, toutefois leur présence à l'intérieur de la cavité permet de renforcer l'effet d'accord, en comparaison des iris à grilles présentés précédemment.

Le dimensionnement des ailettes est réalisé en prenant en compte l'allure de la fonction d'accord qu'on souhaite réaliser, des possibilités d'intégration dans une cavité, et des dimensions réalisables en pratique. Si un dispositif de grande dimensions a en effet plus d'effet sur le champ électromagnétique, et permet donc de réaliser des reconfigurations en fréquence plus importantes, il n'est toutefois pas possible d'avoir un diamètre supérieur à la hauteur de cavité. De la même manière, l'épaisseur des ailettes doit être minimisée, afin que l'ailette présente, orienté à la verticale, une surface bien plus grande au champ magnétique que lorsqu'elle est orientée à l'horizontale. Cette épaisseur est cependant limitée par les capacités de réalisation en impression 3D, pour conserver un matériau solide et résistant. Une fois ces dimensionnements effectués, une maquette d'un résonateur est donc réalisée et mesurée (Figure 45).

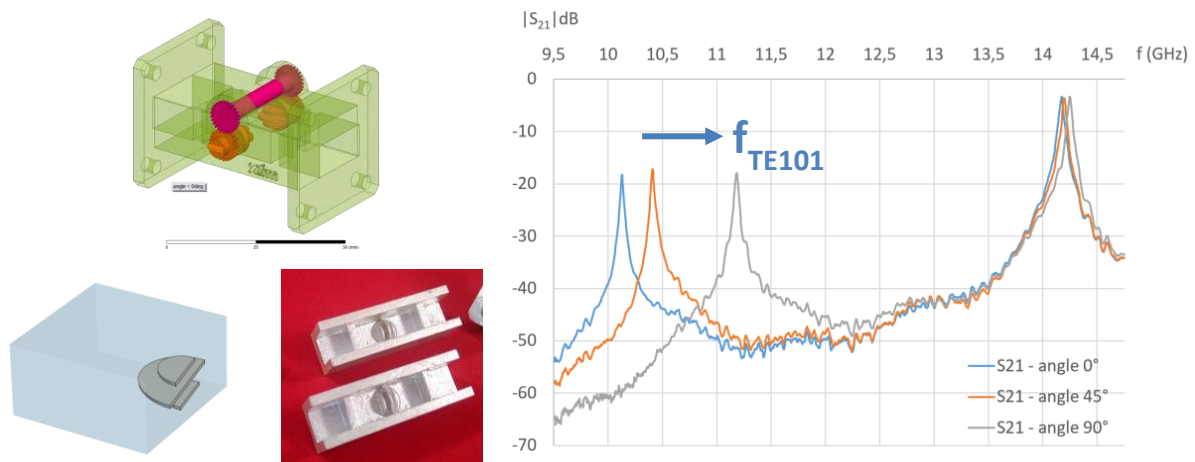


Figure 45 : Photographie, vue CAO et mesures du module de test de reconfiguration en fréquence par ailettes mobiles réalisé

Les résultats nous montrent ainsi une évolution de la fréquence centrale sur une plage de 10,4%, de 10,13 à 11,18 GHz et avec un  $Q_0$  compris entre 485 et 400, soit une dégradation de 20% entre les différents états mesurés.

On note par ailleurs le fait que l'élément rotatif, situé dans le minima de champ électrique du mode supérieur  $TE_{102}$  n'est pas affecté par la configuration de l'iris, et reste fixe à la fréquence de 14,2 GHz, ce qui se vérifie en mesure. Ainsi, il est possible de conserver une certaine forme d'isolation vis-à-vis de ce mode au cours du processus de reconfiguration de multiplexeur par exemple, en évitant son entrée dans la bande totale de fonctionnement.

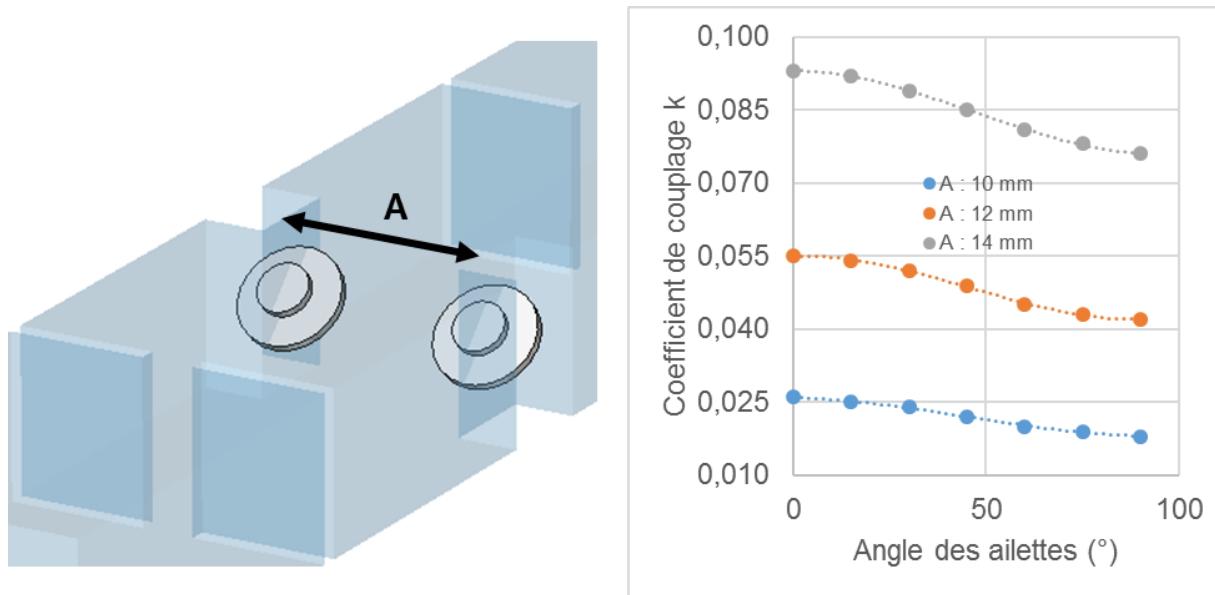


Figure 46 : Vue CAO des systèmes à ailettes implantés dans les iris de couplage et résultats pour deux largeur d'iris différents

Le dispositif mis au point permet donc d'obtenir un accord en fréquence plus important qu'avec l'iris rotatif, tout en ayant un  $Q_0$  plus élevé et plus stable. Par ailleurs, il est également possible d'étendre le principe aux iris de couplages pour les rendre accordables. On constate toutefois que la longueur relativement faible de ces derniers oblige à utiliser des systèmes rotatifs de dimensionnement réduits, dont l'efficacité sur les valeurs de couplages obtenues reste limitée. Des systèmes à ailettes sont ainsi implantés dans des iris inductifs et l'on constate, Figure 46, qu'il est possible de faire varier légèrement la valeur du couplage avec l'orientation des ailettes, autour d'une valeur fixée par la largeur de l'iris inductif. Ce dispositif permet donc d'envisager le rattrapage d'éventuelles dérives des coefficients de couplages, dans le cadre de lois de couplage où ces derniers évoluent peu. Afin de maintenir un filtre à bande constante lorsqu'on le reconfigure en fréquence centrale, par exemple, mais pas dans un cas d'application où l'on chercherait à faire varier de manière importante la largeur de sa bande passante.

### III.3.3. Couplage accordable par dépolarisation de cavités

De manière générale, on a donc vu qu'il était possible de modifier la valeur du couplage intercavité à condition d'ajouter un élément faisant plus ou moins obstacle à l'onde en fonction de son interaction vis-à-vis de cette dernière. Précédemment, nous avons utilisé des objets de forme très allongée, qui interagissent différemment avec l'onde en fonction de l'angle formé entre la direction de polarisation de cette dernière et la direction de l'objet allongé, qu'il s'agisse d'un barreau ou d'une ailette.

On peut toutefois étendre ce principe de transmission variable de l'énergie via une dépolarisation sans nécessairement passer par un élément à l'interface des deux cavités. En effet, la transmission d'énergie entre deux éléments est liée à un principe de continuité de la polarisation. Une onde polarisée rectilignement dans une première cavité résonante, par exemple sur le mode  $TE_{101}$ , ne peut pas se coupler avec une seconde cavité de même type si les champs électriques des modes des 2 cavités prises isolément sont perpendiculaires.

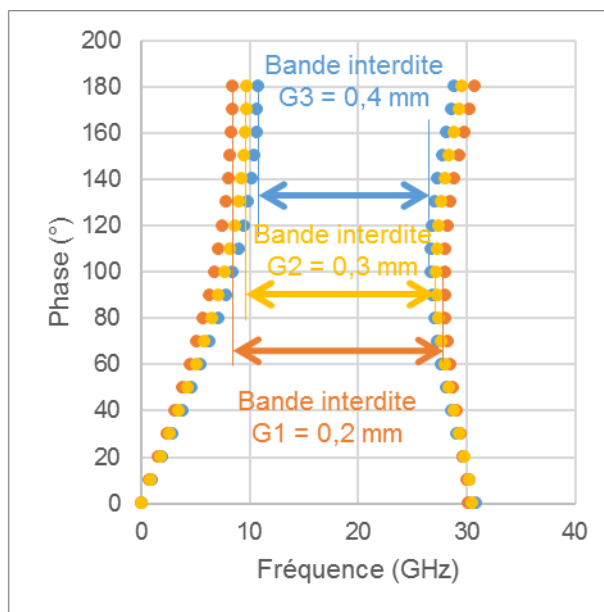
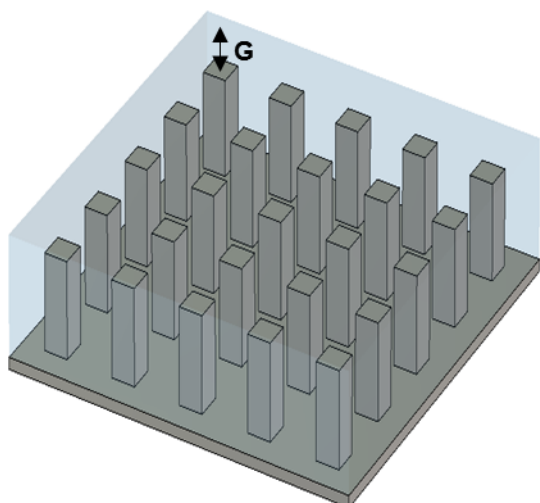


Figure 47 : Vue CAO d'un exemple de structure périodique ridgée formant un méta-matériau à bande de propagation interdite, exemples de diagrammes de dispersion en fonction du gap d'air

Le recouvrement des polarisations de part et d'autre de l'interface étant alors nul. Réaliser un composant accordable fonctionnant sur ce principe nécessite toutefois de mettre en mouvement les cavités l'une par rapport à l'autre, et pas seulement de motoriser un iris central. La suppression de cette pièce intermédiaire permet néanmoins, à priori, de réaliser des interfaces plus compactes, et donc d'améliorer le coefficient de couplage réalisé. Mettre les cavités en rotation les unes par rapport aux autres pose toutefois une autre problématique : celle du maintien de l'alignement entre eux des guides d'accès du filtre au cours de l'accord.

Une seconde problématique se pose au travers de la gestion des contacts. La présence de deux pièces métalliques mobiles l'une par rapport à l'autre implique en effet nécessairement la présence d'un gap d'air maîtrisé afin d'effectuer un contact glissant. Une possibilité réside dans l'emploi de groove gap [92]. Utilisés pour les fréquences supérieures à 50 GHz [93]–[96] pour lesquelles la gestion des contacts mécaniques devient particulièrement complexe, ces structures périodiques, voir Figure 47, permettent l'établissement d'une bande interdite au sein de laquelle des phénomènes d'antirésonances viennent empêcher la propagation de l'onde.

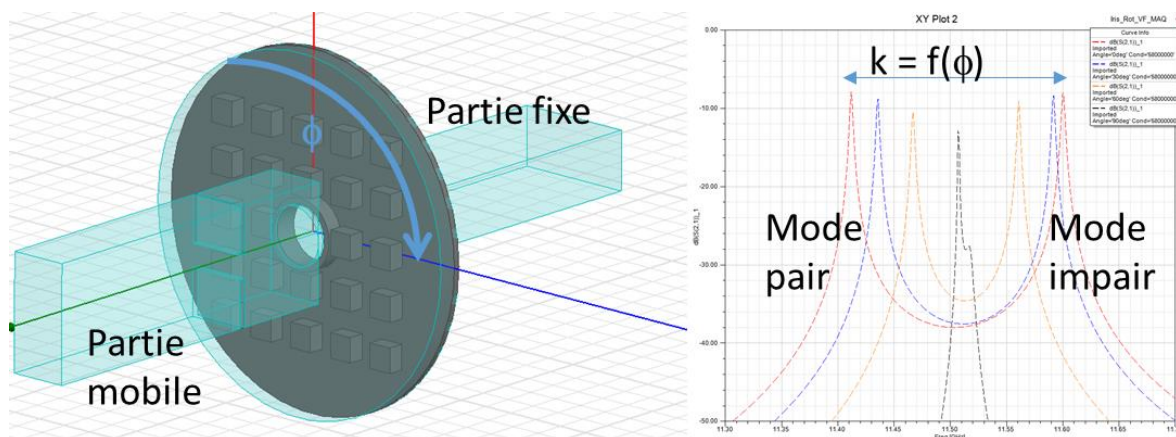


Figure 48 : Vue CAO et transmission simulée du premier dispositif de couplage accordable à structure ridgée réalisé

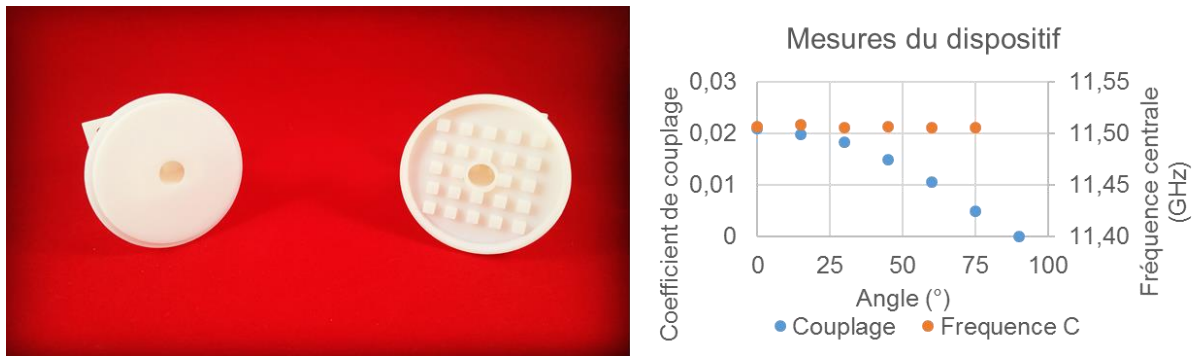


Figure 49 : Photographie et résultats de mesures du premier dispositif réalisé

Grâce à ces dispositifs, il est possible de décorrélérer la zone de contact mécanique de la zone de contact électrique. Ces propriétés de propagation étant liées à la périodicité de la structure réalisée, et non à la nature intrinsèque du matériau utilisé, on désigne ce type de structure sous l'appellation de méta-matériau.

Ces dispositifs sont dimensionnés à l'aide du tracé de diagrammes de dispersion. Une cellule unitaire est simulée en oscillations libres en appliquant des conditions périodiques sur ses faces latérales. Les premiers modes de résonance ainsi calculés permettent d'encadrer la bande interdite ainsi réalisée. On fait alors varier la condition de phase s'appliquant sur chacune de ces faces, ce qui revient à faire varier la direction de propagation de l'onde dans le réseau périodique. On en déduit un réseau de dispersion tel que présenté Figure 47, qui nous permet d'estimer la largeur de la bande interdite du méta-matériau.

En usant de cette méthode, on décide de réaliser deux dispositifs, le premier vise à venir dépolariser deux cavités  $TE_{101}$  adjacentes en agissant sur l'angle qu'elles forment l'une avec l'autre, Figure 48. Le plan groove-gap est donc inséré entre les deux cavités, dans la zone de l'iris. Afin de conserver des valeurs de couplage conséquentes, on constate qu'il est nécessaire de réaliser un iris le plus court possible. Or, le dimensionnement de notre matériau groove-gap, lié à la bande interdite qu'on cherche à réaliser, implique un certain rapport de forme au niveau de dents du groove-gap. Afin de limiter la hauteur de ces dents, il est nécessaire de les élargir et de les espacer, ce qui conduit à un encombrement très important, comme on peut le constater Figure 49. Néanmoins, les mesures obtenues nous permettent de démontrer la possibilité de réaliser un couplage accordable par cette méthode, avec un coefficient de couplage réalisé de 0,02 au maximum et une fréquence centrale du dispositif stable. Un tel coefficient de couplage permet de réaliser des fonctions de filtrage d'environ 3% de bande passante relative, à titre d'exemple.

Une deuxième option, consiste à utiliser le matériau groove-gap en remplacement des murs électriques de la cavité, au lieu de l'implanter dans les iris d'interface. Cela implique alors de réaliser un mouvement de rotation entre deux cavités situées l'une sur l'autre. Le couplage est alors nécessairement magnétique, à travers une fente disposée sur le haut de la cavité. Le couplage électrique classique entre deux cavités  $TE_{101}$  étant réalisé par un trou, situé au centre de la cavité, il ne semble pas pertinent d'utiliser ce mode, dont la répartition est identique suivant les deux axes horizontaux. Il est cependant possible d'utiliser le mode  $TE_{102}$  en conservant un rapport de forme permettant de l'isoler du mode  $TE_{201}$ , voir Figure 50. Bien que cette méthode permette également d'obtenir des couplages accordables, on constate cependant la difficulté que pose, à ces fréquences relativement basses, l'encombrement généré par le groove-gap.

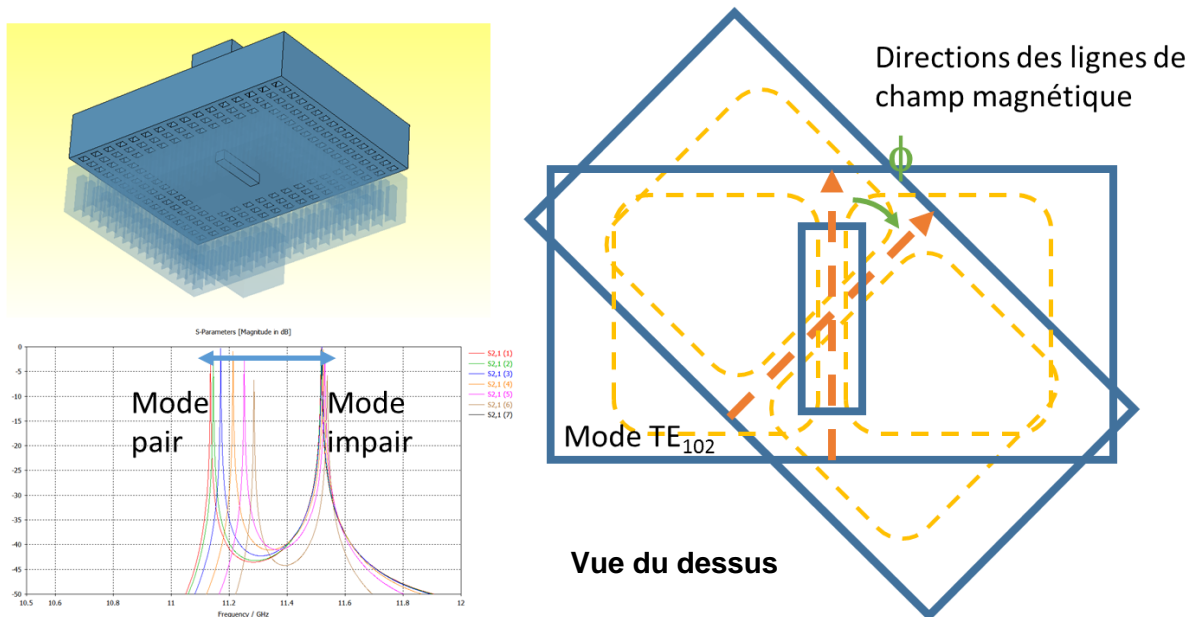


Figure 50 : Schéma de principe, vue CAO et résultats de simulation du second dispositif réalisé

La fonction d'accord ici réalisée paraît également moins pertinente que la précédente, on peut voir que le coefficient de couplage décroît lentement en fonction de l'angle, d'une valeur de 0,034 pour un angle de  $0^\circ$  à une valeur de 0,023 pour un angle de  $75^\circ$ , seule une configuration orthogonale ( $\phi = 90^\circ$ ) permet l'annulation du couplage entre les deux cavités.

Une réalisation pratique de ce dispositif nous permet de valider expérimentalement ces hypothèses. Deux cavités  $TE_{102}$  couplées par une ouverture verticale sont ainsi mesurées pour trois configurations ( $f = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ , voir Figure 51). Le coefficient de couplage inter-résonateurs varie ainsi d'une valeur de 0,024 en position initiale, à une valeur de 0,017 pour  $45^\circ$  de dépolarisation. On est également capable de bien isoler le dispositif lorsque les deux cavités sont orthogonales l'une à l'autre. Ces valeurs, plus faibles qu'en simulation, sont toutefois proportionnelles à ce qui était attendu. Le facteur de qualité relevé, d'environ 180 est relativement inférieur aux facteurs de qualités réalisés sur des cavités simples, malgré l'emploi d'un mode d'ordre plus élevé, en raison des pertes associées au méta-matériau.

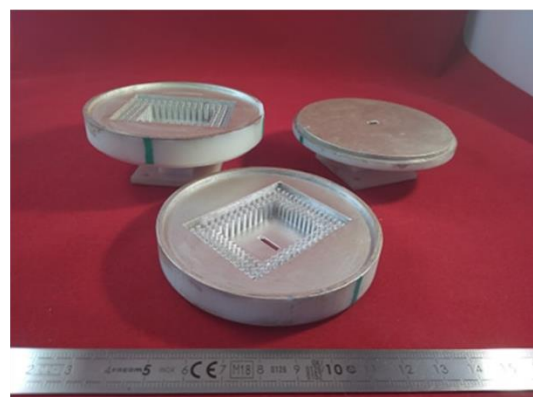
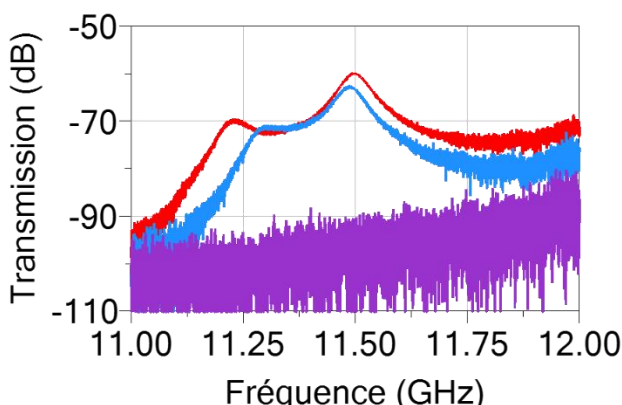


Figure 51 : Réponse du dispositif en photographie, pour différentes configuration angulaires ( $0, 45$  et  $90^\circ$ )

De manière générale, la présence du groove-gap pose la question de l'intégration de la fonction, complémentaire, d'accord en fréquence, la deuxième solution proposée rendant, par

exemple, inexploitable l'ensemble des parois latérales de la cavité. En addition, il faut remarquer qu'un système d'actuation visant à comprimer certaines parois, ou à enfoncer des inserts métalliques ou diélectrique, doit conserver une orientation perpendiculaire vis-à-vis de la paroi sur laquelle il est implanté. Si l'on imagine des cavités en rotation les unes par rapport aux autres (solution 1), cela implique donc nécessairement d'entraîner les systèmes d'actuation dans ce même mouvement de rotation.

Il est à noter cependant que les coefficients de couplage obtenus dans le cadre du 1<sup>er</sup> dispositif suivent une évolution tout à fait particulière. En effet, les modes pairs et impairs se rapprochent au fur et à mesure du mouvement de la fréquence centrale, ce qui revient à réduire le coefficient de couplage entre les modes tout en conservant une fréquence centrale stable. Cet effet, assez singulier, contraste avec la majorité des cas de figures vus jusqu'à présent où l'on observe l'effet inverse, c'est-à-dire que l'une des fréquences des 2 modes contribuant au couplage reste fixe, et qu'en conséquence la fréquence centrale évolue dans un sens ou dans l'autre. Cette observation s'effectue très bien lors de la conception ou du réglage d'un filtre, où le concepteur sait qu'en agissant sur les coefficients de couplage, afin d'élargir ou de réduire la bande passante du filtre, ce dernier va dériver en fréquence et il sera nécessaire de revenir sur les fréquences de résonances des cavités afin de le repositionner sur sa fréquence centrale.

Un couplage pouvant varier sans changer la fréquence centrale devrait donc en théorie permettre de faire varier la bande-passante du filtre en le maintenant à fréquence centrale constante et ce, sans avoir besoin de retoucher les fréquences de résonance des cavités.

Ainsi, on a pu voir que le principe de dépolarisation constituait une manière efficace de réaliser plusieurs systèmes d'accords, capable notamment de venir isoler a priori deux résonateurs. Néanmoins, cette approche souffre de la difficulté inhérente à la gestion des contacts métalliques, qui conduit à mettre en œuvre différentes stratégies apportant toutes des inconvénients, en terme d'encombrement, de couplage fixe ou de complexité de réalisation. De plus, la problématique de connexion d'un filtre dont l'orientation du guide de sortie n'est pas fixe apparaît comme essentielle, et dans le but de l'éviter, les filtres ainsi réalisés doivent se limiter à des fonctions comportant un nombre de pôles impairs.

#### **III.4. Perturbateurs céramiques et processus d'accord par augmentation du volume électrique équivalent du résonateur.**

Une dernière méthode, explorée durant nos travaux, vise à utiliser un insert réalisé en céramique afin d'accorder la fréquence centrale d'une cavité. En effet, il est possible de décaler la fréquence de résonance d'un mode particulier en faisant s'établir pour partie le champ électromagnétique dans un matériau céramique dont la permittivité est supérieure à celle de l'air. En raison de la présence du matériau, les lignes de champs caractéristiques de la répartition géométrique du mode se trouveront perturbées, affectant le facteur de qualité et la fréquence de résonance de ce dernier. Le mode propre de la cavité vide n'est pas conservé à proprement parler mais remplacé par un mode d'allure similaire, qu'on qualifiera de mode chargé dans le présent manuscrit. L'insert diélectrique est en ce sens, et pour cette application, utilisé en tant que perturbateurs, et non en résonateur diélectrique ; dans ce dernier cas, c'est le volume de diélectrique et les conditions à son interface qui sont déterminants pour fixer la nature du mode de résonance, les champs électromagnétiques étant évanescents en dehors du diélectrique.

L'utilisation de tels inserts, en translation ou en rotation, permet d'éviter les problématiques récurrentes de contacts métal-métal, comme on a pu le constater expérimentalement dans les précédentes parties ou au cours de la bibliographie. En effet, l'élément venant relier l'insert à l'extérieur (et le système d'actionnement mécanique) peut être réalisé dans le même matériau diélectrique, ce qui apparente la zone traversante au modèle d'un guide cylindrique rempli de matériau. Un tel guide dispose d'une fréquence de coupure basse en dessous de laquelle l'onde électromagnétique, indépendamment des questions de couplage, est inapte à se propager. Il est alors aisé pour le concepteur de venir empêcher tout courant de fuite vers l'extérieur de la cavité en limitant le diamètre de l'arbre traversant et la permittivité du matériau.

L'insert diélectrique se doit d'être conçu en lien avec le mode propre que l'on cherche à charger et de son environnement modal. En effet, l'inclusion partielle d'un matériau diélectrique dans une cavité vient affecter de manière différentielle les différents modes qui se trouvent autour du mode que l'on cherche à charger en fonction de la répartition des champs électromagnétiques de ces derniers.

D'une manière générale, on peut observer qu'un insert aura un effet perturbateur plus important dès lors qu'il est positionné dans un maxima de champ électrique. Dans un tel maxima, le champ électrique va venir se concentrer dans le perturbateur, faisant ainsi varier la fréquence mais également le facteur de qualité du dispositif. En effet, l'ajout d'un élément diélectrique (de pertes diélectriques non nulles) dans la cavité vient ajouter aux pertes métalliques, proportionnelles à l'intégrale des champs magnétiques sur les surfaces conductrices de la cavité, des pertes diélectriques, proportionnelles quant à elles à l'intégrale volumique des champs électriques dans les volumes de matériau isolant à pertes.

Les différents modes de résonances ayant différentes répartitions spatiales de champs, l'ajout d'un tel élément vient donc nécessairement perturber la hiérarchie des modes chargés par rapport à celle des modes purs, ce qui rend la conception de tels résonateurs complexe à réaliser via les outils de simulation à notre disposition et nécessite donc la mise en place de stratégies spécifiques.

Au cours de cette partie, deux cas de conception seront détaillés, en lien avec le cahier des charges décrit au chapitre 2. Le premier vise à mettre au point des résonateurs rectangulaires fonctionnant sur le mode  $TE_{101}$  en cherchant à les accorder sur des bandes larges, supérieures à 20%. Le second cherche à réaliser des résonateurs cylindriques chargés à partir du mode  $TE_{012}$ , dans l'objectif de réaliser des forts facteurs de qualité ( $<20\ 000$ ) pour des bandes d'accord cette fois-ci plus restreintes ( $>2\%$ ).

### III.4.1. Perturbateurs céramiques faibles pertes sur cavités TE<sub>101</sub>

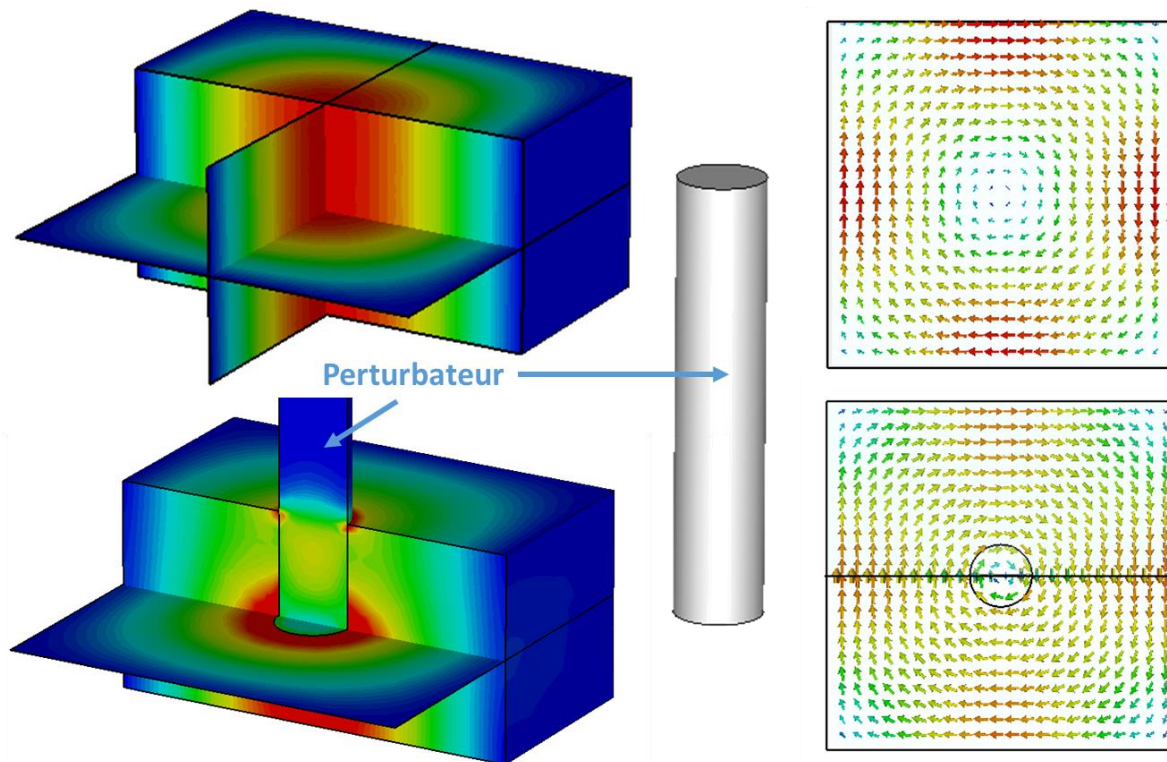


Figure 52 : Vues du module du champ électrique (à gauche) et du champ magnétique vectoriel (à droite) pour un résonateur TE<sub>101</sub> chargé (en bas) ou non (en haut)

Afin d'obtenir une capacité de reconfiguration en fréquence importante en usant de ce type de méthode, il est important d'utiliser des modes les plus fondamentaux possibles, qui disposent donc d'une bonne isolation modale. Par ailleurs, si l'on souhaite réaliser des filtres larges bandes, les facteurs de qualité à considérer pour avoir des pertes d'insertion et une platitude de bande raisonnables peuvent se limiter à quelques milliers. Notre choix se porte donc sur le mode fondamental TE<sub>101</sub> (Figure 52) qu'on va chercher à charger progressivement. Pour cela, on va utiliser un perturbateur réalisé en céramique particulièrement pure issue d'une étude récente [90]. Le perturbateur devant être usiné à partir d'un bloc déjà fritté de cette alumine, il est important de conserver des formes relativement simples afin d'éviter des coûts de réalisation trop importants. En effet, l'usinage de céramiques frittées est une opération à la fois longue et coûteuse en raison de la dureté de ces matériaux.

L'alumine ici utilisée possède une tangente de pertes extrêmement faible ( $\approx 2 \cdot 10^{-5}$ ) du fait de l'optimisation de son procédé d'élaboration, ce qui constitue un changement de paradigme majeur dans le domaine des résonateurs chargés. Usuellement, un mode chargé possède, du fait des pertes diélectriques supplémentaires ayant été ramenées, un facteur de qualité bien de deçà du mode pur qui lui correspond. Afin d'éviter une trop forte dégradation du facteur de qualité, on peut disposer l'insert dans des zones du résonateur où il viendra réaliser une faible perturbation du champ, limitant ainsi l'augmentation des pertes. Une faible perturbation ne permet cependant pas d'obtenir de larges variations de la fréquence de résonance, qu'on cherche ici à maximiser.

Eu égard à la tangente de pertes particulièrement faible de l'alumine considérée dans ces travaux, il est ici possible de disposer l'insert dans des zones où le champ est maximal sans



venir générer des pertes de manière trop importante, ce qui permet par ailleurs d'optimiser l'accord en fréquence de la structure.

Dans le cadre du mode propre  $TE_{101}$ , cette zone, située au centre de la cavité, est également un minima de champ des modes propres immédiatement supérieurs  $TE_{201}$  et  $TE_{102}$ . Utiliser un insert dans cette zone devrait donc avoir un effet limité sur ces modes, garantissant ainsi une isolation optimale.

En terme de conception, la méthode utilisée consiste à réaliser des simulations en oscillations libres en méthode des éléments finis du résonateur, en enfonçant progressivement le perturbateur, de manière à suivre visuellement l'évolution de la fréquence de résonance et du facteur de qualité de chaque mode chargé. La forme devant rester simple et adaptée à l'allure des champs, on décide d'utiliser une forme cylindrique.

La forme est alors bornée du point de vue de son diamètre par deux valeurs, une valeur minimale liée à sa réalisation pratique et fixée par des considérations mécaniques, et une valeur maximale, liée à la fréquence d'utilisation et à la permittivité du matériau, qui vise à s'assurer que l'insert conserve ses propriétés de guide évanescent dans la zone où il s'introduit dans la cavité. A 10 GHz et pour un matériau de permittivité aux alentours de 10, ces valeurs sont donc un diamètre minimal de 2 mm, pour des considérations mécaniques de solidité et

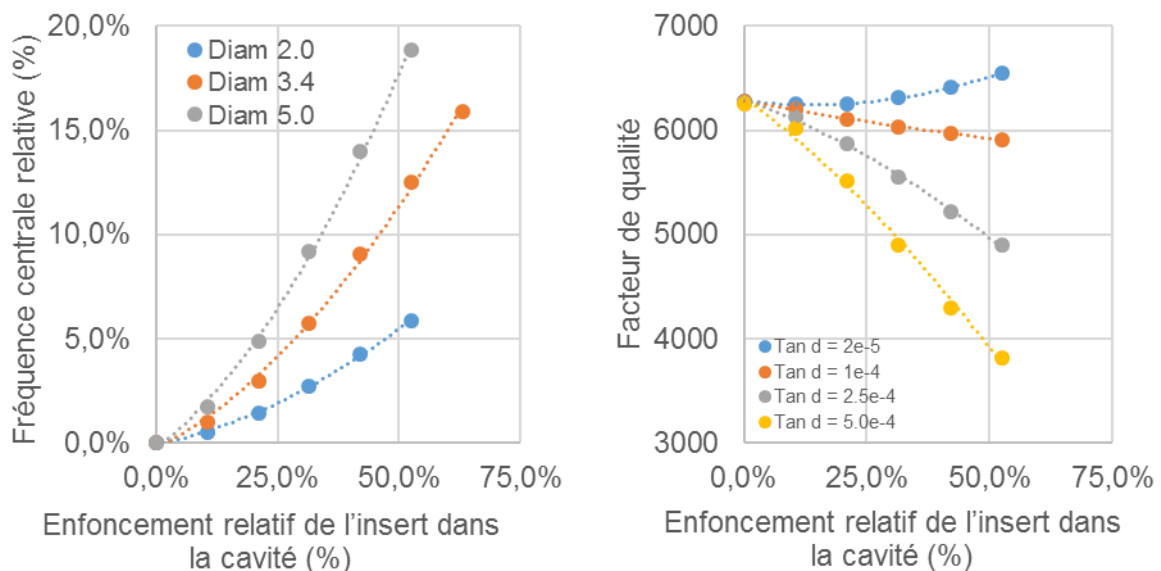


Figure 53 : Evolution du facteur de qualité et de la fréquence centrale d'une cavité perturbée en fonction de l'enfoncement du perturbateur, pour différentes tangentes de pertes et diamètres de perturbateurs.

d'usinage, et un diamètre maximal de 5,5 mm pour lequel le guide devient propageant sur le mode  $TE_{11}$ .

Une étude paramétrique nous permet (Figure 53) de montrer qu'il est possible d'obtenir des cavités accordables en fréquence, avec des accords supérieurs à 15%, tout en maintenant des facteurs de qualité stables, voir croissants (le champ magnétique étant partiellement concentré dans le diélectrique, sa densité sur les parois métalliques est par conséquent réduite), pour des valeurs de tangentes de pertes inférieures à  $1.10^{-4}$ .

On vérifie par ailleurs que si le mode  $TE_{102}$  de cavité constitue le principal mode supérieur pour les diamètres étudiés les plus faibles, et que sa fréquence reste stable en fréquence au fur et

à mesure du mouvement de l'insert, cette valeur est rapidement remplacée par des modes s'installant dans le perturbateur lorsque les diamètres deviennent plus importants, la fréquence à laquelle le perturbateur n'est plus considéré comme un milieu de propagation évanescents se rapprochant de la fréquence du mode perturbé. Cette valeur est de 27,772 GHz pour des perturbateurs de diamètre 2,0 mm, ce qui la place bien au-dessus de la résonance du mode TE<sub>102</sub>, à 17,6 GHz. Cette fréquence de coupure du guide diminue pour des diamètres plus larges, 22,217 GHz pour un diamètre de 2,5 mm. Pour des diamètres de 3,0 mm et supérieurs, le mode de propagation de l'insert devient propagant à des fréquences inférieures à la fréquence de résonance du mode supérieur, ce qui dégrade donc l'isolation du dispositif.

La solution ainsi réalisée apparaît ainsi comme une bonne candidate en termes de facteur de qualité et d'agilité fréquentielle dans l'optique de réaliser des filtres conservant un fort Q, tout en proposant des agilités fréquentielles conséquentes et supérieures à 10%. Cependant, étant donné le coût important de fabrication de ce genre de dispositif, aucun prototype de résonateur seul n'a été réalisé à ce stade de conception, afin de conserver les ressources à disposition pour une phase ultérieure de développement. En effet, réaliser une maquette bas coût visant à démontrer l'impact sur le facteur de qualité d'une alumine faible pertes de ce type n'aurait guère de sens, ce qui implique donc la réalisation d'une cavité en fabrication traditionnelle avec une métallisation à l'argent.

### III.4.2. Perturbateurs céramiques à fort facteurs de qualité en cavités TE<sub>012</sub>

Afin de réaliser des résonateurs accordables de facteur de qualité très élevés via la méthode ici présentée, il est nécessaire d'utiliser un mode propre de cavité possédant déjà un facteur de qualité, et donc un ordre élevé. Par ailleurs, une bonne méthode pour limiter cette dégradation du facteur de qualité consiste à venir disposer le perturbateur dans une zone où le champ électrique conserve des valeurs faibles. Si l'insert est susceptible de concentrer le

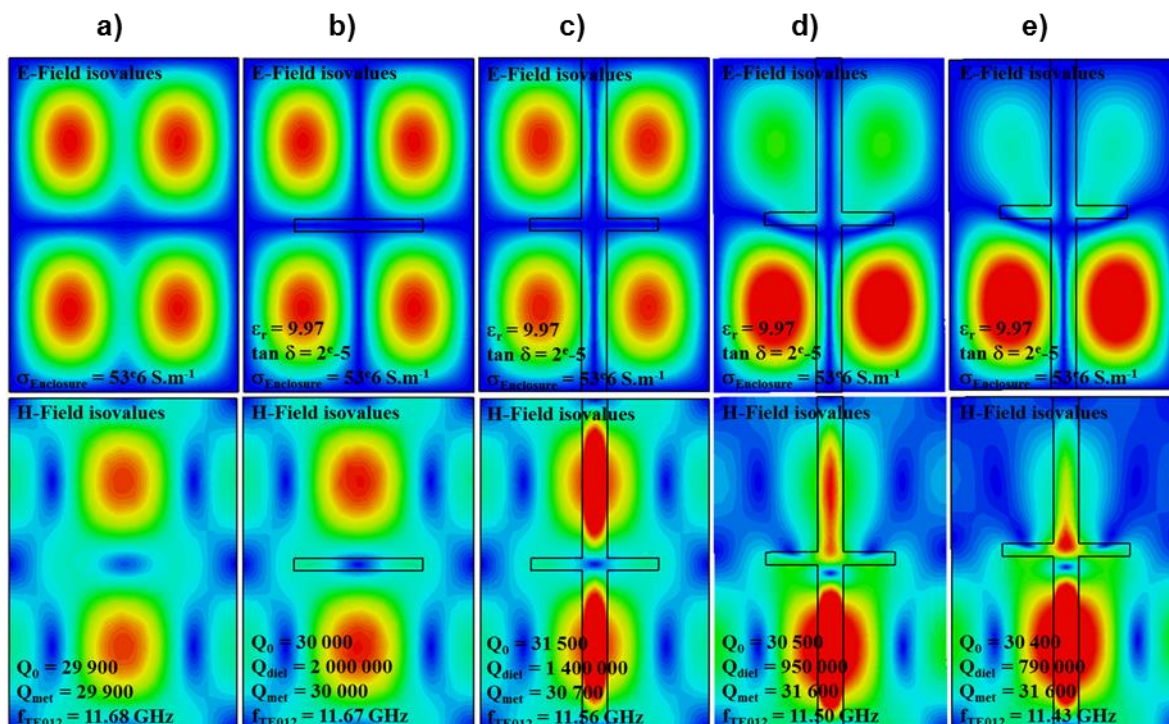


Figure 54 : Evolution de l'allure des champs électromagnétiques à différentes étapes de la conception des résonateurs accordables TE<sub>012</sub>

champ magnétique autour de lui et ainsi diminuer les pertes métalliques du mode, il est même possible d'obtenir un facteur de qualité supérieur à celui du mode propre pour le mode chargé, comme mentionné dans le paragraphe précédent.

Aussi, dans le cadre d'une application dans une bande plus étroite que le cas précédemment montré, avons-nous décidé de nous pencher sur l'utilisation possible d'un insert dans une cavité  $TE_{012}$ . En effet, comme montré Figure 54.a, ce mode propre possède l'avantage de présenter à la fois un zéro de champ longitudinal et un zéro de champ transversal. Ces deux zéros de champs peuvent être utilisés pour concevoir l'insert diélectrique, qui viendra ensuite accorder la fréquence centrale par un mouvement de translation allant d'un minimum à un maximum de champ. Les différents calculs de facteur de qualité l'ont été pour une conductivité de  $53 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$  et une alumine de permittivité  $\epsilon_r = 9.97$  et de  $\tan \delta = 2 \cdot 10^{-5}$ .

Afin de concentrer les champs magnétiques dans cette zone centrale de la cavité, il est nécessaire que l'insert soit initialement positionné au centre de celle-ci. On dispose donc un disque de diélectrique, comme on peut le voir Figure 54.b. La présence du zéro de champ longitudinal permet également de venir positionner un arbre, susceptible de transmettre le mouvement de translation depuis l'extérieur de la cavité, Figure 54.c. On constate que l'insert ainsi réalisé perturbe peu l'allure du champ électrique. Il est également important de conserver des formes à symétrie de révolution facilement usinables, ce qui a motivé le choix de la forme de l'insert.

Il est à noter que l'important retrait de matière nécessaire à l'usinage de l'insert à partir d'un bloc cylindrique est en grande partie réalisé avant le frittage de la céramique, sur un matériau moins rigide, afin de permettre un gain en terme de temps d'usinage conséquent. On peut voir, en déplaçant l'insert, Figure 54.e et Figure 54.d, que ce mouvement vient modifier la fréquence de résonance du résonateur en modifiant l'allure des champs.

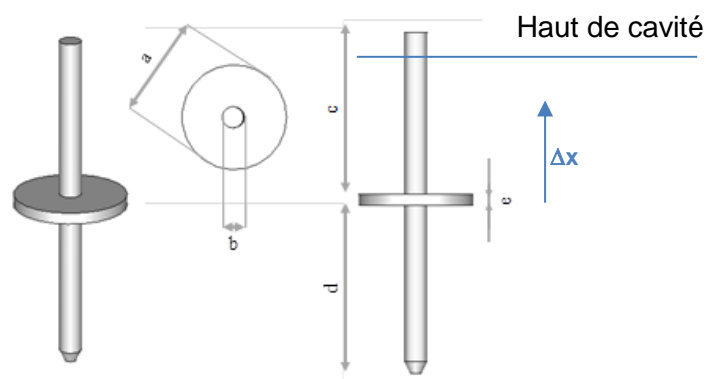


Figure 55 : Forme de l'insert réalisé

Le perturbateur ainsi réalisé est montré Figure 55, il est défini par différentes valeurs géométriques, le diamètre ( $a$ ) et l'épaisseur ( $e$ ) du plateau ainsi que le diamètre ( $b$ ) et les longueurs ( $c$  et  $d$ ) de l'arbre. La cavité accordable quant à elle, montre un accord en fréquence cohérent avec les bandes passantes accordables que l'on cherche à réaliser, avec un facteur de qualité élevé et relativement stable, dépendant à nouveau de la qualité de l'alumine utilisée. On note cependant une forte proximité des modes immédiatement supérieurs, comme montré Figure 56.

Le mode à proximité supérieure est identifiée par l'analyse de l'allure de ses champs électromagnétiques comme étant un mode chargé équivalent au mode propre  $TE_{013}$ , la présence de l'insert dans un maximum de champ de ce mode le faisant en effet descendre en fréquence de manière importante. Afin de maîtriser l'isolation avec ce mode, un paramètre clé est l'épaisseur de l'insert.

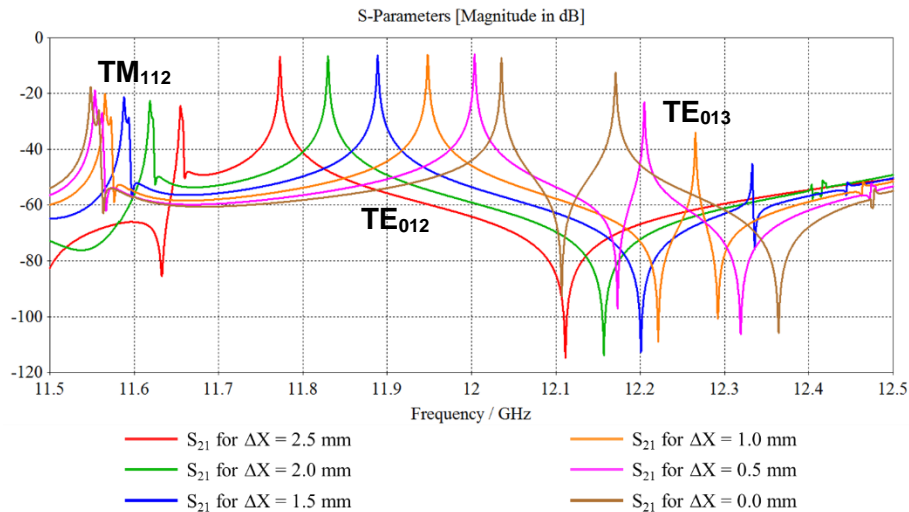


Figure 56 : Réponse en fréquence simulée de la cavité chargée d'un insert en alumine, pour différentes positions de l'insert.

Les modes à proximité inférieures sont quant à eux les modes issus des modes deux classiquement confondus avec le mode  $TE_{012}$ , les modes  $TM_{112}$ , que la présence de l'insert a également décalé vers des fréquences légèrement plus basses. Il est possible de décaler ces modes de manière plus importante en utilisant une technique relativement bien connue [33], visant à mettre en place une gorge extérieure dans la cavité, à la présence de laquelle le mode  $TE_{012}$  est peu sensible, au contraire du mode  $TM_{112}$ . On remarque que le déplacement de l'insert conduit ces deux modes à se déplacer vers des fréquences plus hautes, l'analyse de la fenêtre libre de parasites devant se faire avec un insert à sa fréquence minimale pour le parasite bas, et à la fréquence maximale pour le parasite haut.

Ainsi, si l'on restreint le mouvement de l'insert à 1,5 mm afin d'observer une dégradation du facteur de qualité faible, on observe un déplacement fréquentiel relatif de 1,23% pour une dégradation du facteur de qualité de 20,7%, de 26 800 à 21 250. Quelle que soit sa position entre les deux valeurs extrémales de fréquence de résonance, 12,036 et 11,888 GHz, la fréquence des modes  $TM_{112}$  reste inférieure à 11,598 GHz et celle du mode  $TE_{013}$  supérieure à 12,171 GHz.

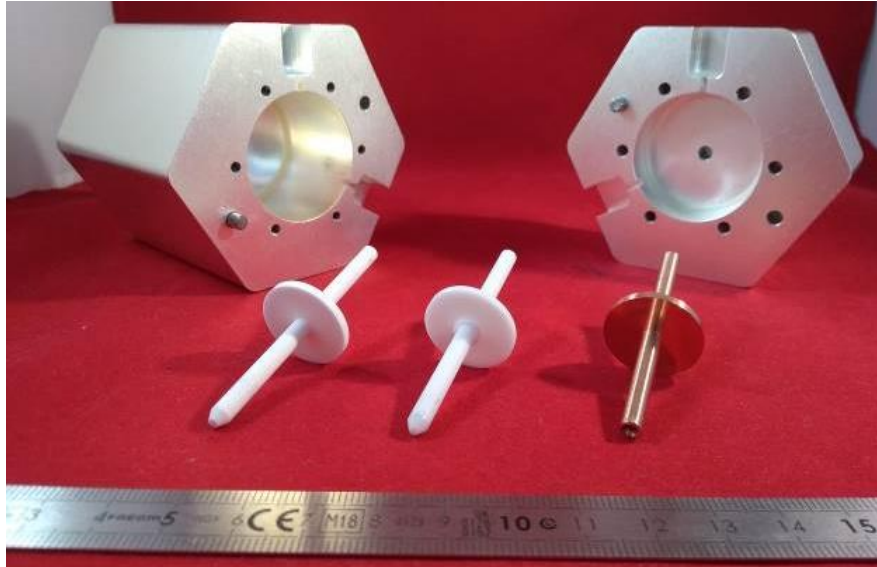


Figure 57 : Photographie de la maquette et des inserts réalisés

Après cette étude préliminaire, on décide de s'intéresser à trois cas pratiques de réalisation, une alumine haute pureté, tout d'abord, utilisée dans la partie précédente et qu'on dénommera Cas A (tangente de perte  $2.10^{-5}$  ; permittivité de 9.97). On constate toutefois que ce mode pourrait parfaitement être utilisé dans les mêmes conditions avec des inserts réalisés avec d'autre matériaux, notamment un insert en alumine standard (Cas B ; tangente de pertes de  $1.53.10^{-4}$  ; permittivité relative de 9.3) ou même un insert métallique (Cas C).

On réalise donc une étude comparative en simulation, qu'on cherche ensuite à comparer avec la fabrication d'une maquette Figure 57. Les résultats de mesures et de simulations sont montrés Figure 58 et Figure 59, on constate une bonne adéquation entre les valeurs simulées et les valeurs obtenues en mesure, ce qui nous permet de conclure sur le fort potentiel des aluminés hautement purifiés pour réaliser des résonateurs à très forts facteurs de qualité accordables sur des plages restreintes (env. 2%), le facteur de qualité mesuré pour ce matériau restant en effet supérieur à 27 100 sur l'ensemble de la plage d'accord, soit une valeur supérieure à celle du mode pur.

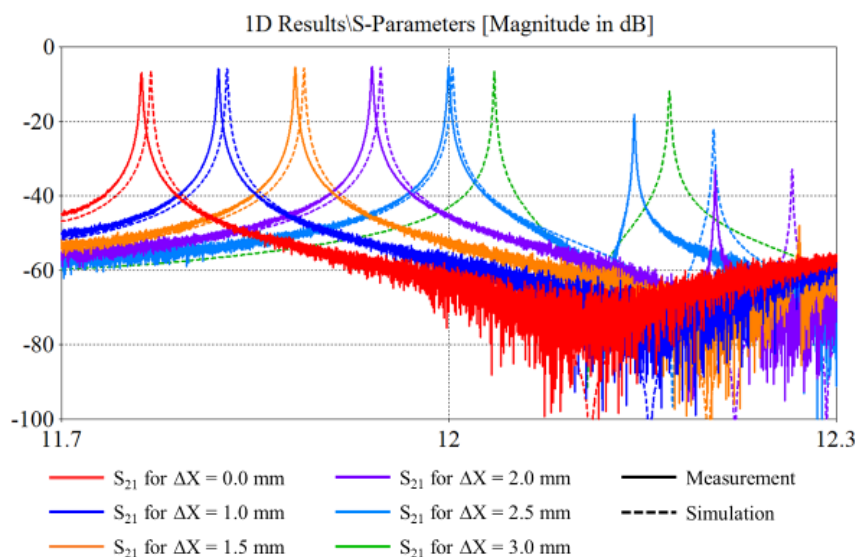


Figure 58 : Résultats de mesures et de simulation du dispositif pour l'insert en alumine B

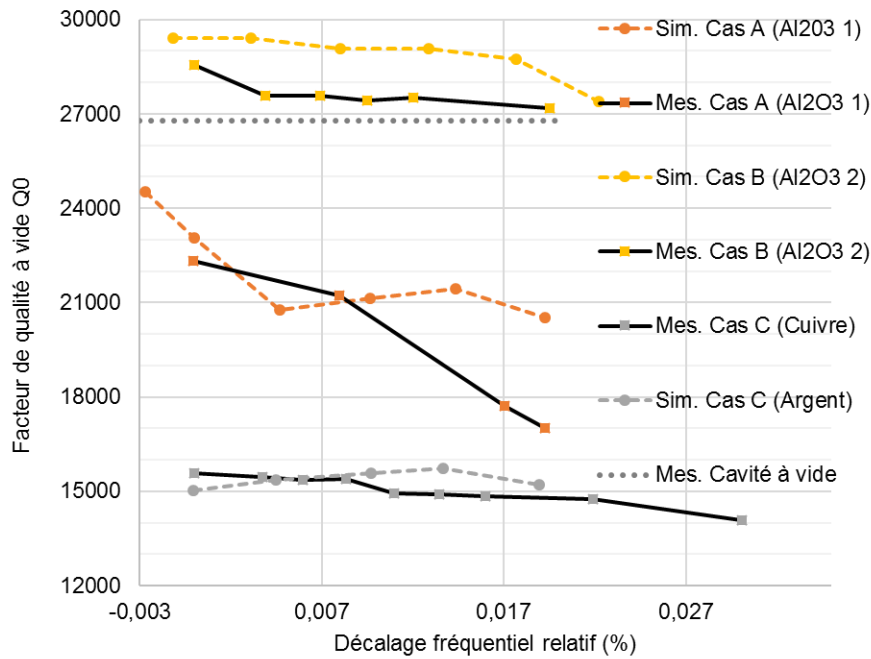


Figure 59 : Etude comparative en simulation et en mesure sur les différents inserts en cavité TE<sub>012</sub>

Une analyse de la répartition des pertes dans la cavité permet, en comparant les deux matériaux utilisés, d'observer l'évolution des pertes présentées par l'insert diélectrique et dans les parties inférieures et supérieures de la cavité métallique, Figure 60. On voit ainsi la diminution très importante de la part relative des pertes diélectriques entre les deux cas de figure, mais également l'effet du déplacement de l'insert vis-à-vis de la répartition des champs, de la localisation des pertes et de la dissipation de puissance.

En effet, positionné dans la partie haute de la cavité, l'insert vient concentrer en son sein le lobe de champ supérieur, l'éloignant ainsi des parois métalliques et diminuant fortement les pertes métalliques dans la partie supérieure de la cavité. Le lobe de champ inférieur, lui, se retrouve par contre à présenter la majeure contribution aux pertes dans la cavité.

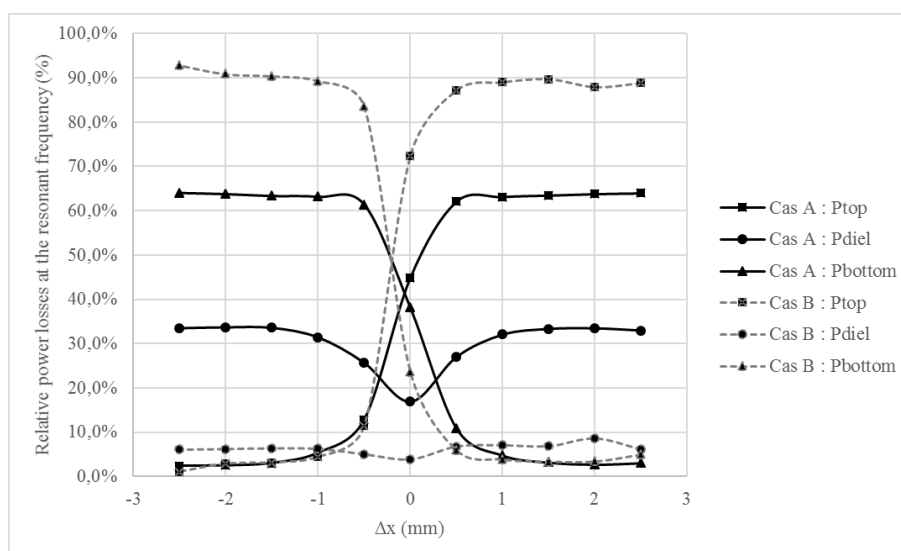


Figure 60 : Evolution de la répartition de la puissance dissipée dans le résonateurs en fonction de la position de l'insert céramique pour les cas A et B

On constate qu'en ce qui concerne le cas A, les deux courbes ne se croisent pas tout à fait en  $\Delta X = 0$  mm, ce qui traduit le caractère légèrement dissymétrique de l'insert. En effet, cet insert a été réalisé en deux pièces, pour des raisons de coût. Il est ainsi composé d'un anneau, monté sur une tige, et sur cette tige est présente une légère surépaisseur permettant de bloquer l'anneau en position. La présence de cette surépaisseur est responsable de la dissymétrie de la structure, tandis que l'insert utilisé dans le cas B a fait l'objet d'une fabrication monobloc.

Une étude est également menée sur un insert métallique, bien plus simple et moins coûteux à réaliser et qu'il est possible d'insérer avec la même forme en respectant les conditions limites des champs électromagnétiques. Les simulations, validées par les mesures, montrent des facteurs de qualités aux alentours de 15 000, stables lors de la translation en fréquence, ce qui peut constituer une alternative efficace et bas coût aux résonateurs diélectriques.

L'évolution de la concentration de ces champs amène logiquement à se poser la question de l'évolution des coefficients de couplage vis-à-vis des résonateurs adjacents avec le mouvement de l'insert et la modification de l'allure des champs à proximité des iris de couplage. Ainsi, on a réalisé une simulation de deux cavités accordables couplées à travers un iris simple (situé à 1/4 de la hauteur de la cavité) et un iris double (1/4 et 3/4 de la hauteur de la cavité). Cette simulation nous a permis d'observer, voir Figure 61, que dans le cadre d'un couplage par iris simple, le couplage varie différemment en fonction de la direction dans laquelle on éloigne l'insert de sa position d'équilibre, à  $\Delta x = 0$ . Lorsque le perturbateur s'éloigne de l'iris (valeurs négatives de  $\Delta x$ ) et donc concentre les champs du lobe sur lesquels l'iris n'est pas situé la valeur de couplage augmente légèrement. A l'inverse, dès lors que l'insert s'approche de l'iris, on constate une diminution importante des valeurs de couplage, car le champ du lobe qui fait face à l'iris se retrouve fortement concentré dans le perturbateur (valeurs positives de  $\Delta x$ , voir Figure 54). L'implantation d'un double iris permet d'éviter cet effet, l'iris supérieur prenant le relai de la transmission de puissance lorsque l'iris inférieur couple faiblement et inversement. Toutefois, les valeurs de couplage ainsi réalisées sont en moyenne plus faibles et moins stables que les valeurs réalisées avec un simple iris pour des valeurs de déplacement négatives. Etant donné que l'accord en fréquence est réalisé en éloignant l'insert de sa position d'équilibre, il est donc plus intéressant, si l'objectif est d'obtenir

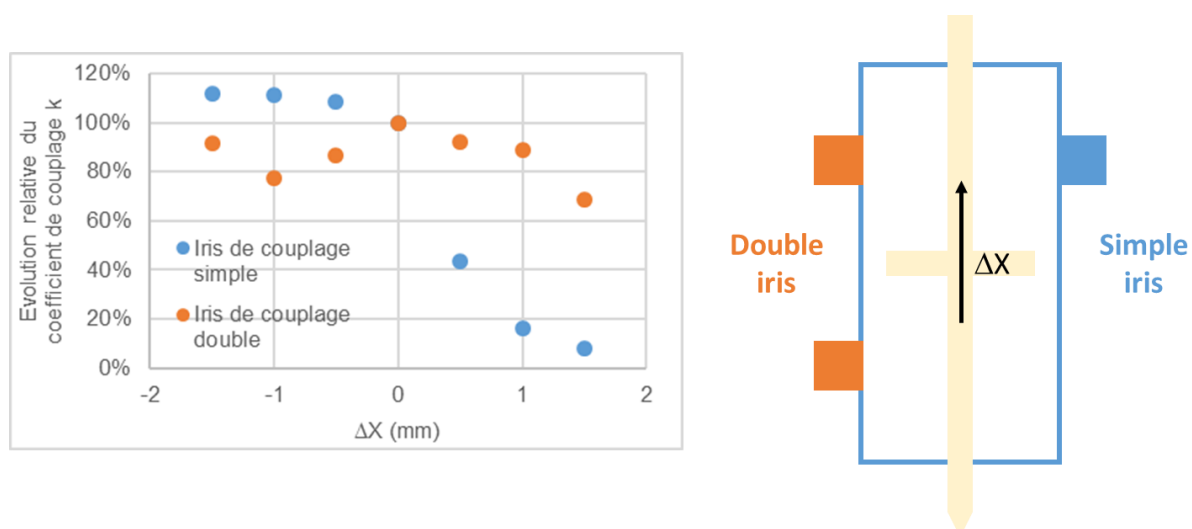


Figure 61 : Evolution des valeurs de couplage entre deux résonateurs couplés à travers un iris simple ou double en fonction de l'enfoncement des perturbateurs.

des bandes passantes fixes avec une fréquence centrale reconfigurable, d'utiliser des valeurs de déplacement négatives sur un iris simple.

A travers ces deux cas d'application, on a donc pu constater le fort intérêt des solutions d'accordabilité mettant en œuvre les inserts diélectriques dans des cavités volumiques pour réaliser des accords larges en fréquence ou pour conserver des forts facteurs de qualité.

### III.5. Bilan comparatif des technologies de résonateurs accordables et de couplage accordables mises au point

Face à l'ensemble des solutions proposés dans cette première partie pour répondre à notre objectif de créer des fonctions de multiplexage accordable, il convient donc de réaliser un premier bilan récapitulatif afin de sélectionner parmi ces dernières, celles qui nous paraîtront les plus à même d'être utilisées dans des fonctions de filtrage accordables.

Tableau 3: Bilan comparatif des solutions présentées

| <b>Solution résonateur</b>               | <b>Accord en fréquence</b> | <b>Facteur de qualité minimal</b> | <b>Validation expérimentale</b> | <b>Facilité/coût de réalisation</b> | <b>Maturité technologique</b> |
|--|----------------------------|-----------------------------------|---------------------------------|-------------------------------------|-------------------------------|
| Déformation latérale                     | 19,4%                      | 5900                              | Peu satisfaisante               | *****                               | *                             |
| Déformation verticale                    | 5,3 %                      | 4150                              | Non                             | *****                               | *                             |
| Grilles latérales                        | 6,8 %                      | 100                               | Oui                             | **                                  | **                            |
| Ailettes latérales                       | 10,4 %                     | 400                               | Oui                             | ****                                | *****                         |
| Inserts TE <sub>101</sub>                | 15,0 %                     | 6000                              | Non                             | ***                                 | ****                          |
| Inserts TE <sub>012</sub>                | 1,2 %                      | 27 100                            | Oui                             | ***                                 | ****                          |
| <b>Solution couplage</b>                 | <b>Accord en couplage</b>  |                                   | <b>Validation expérimentale</b> | <b>Facilité/coût de réalisation</b> | <b>Maturité technologique</b> |
| Plot capacitif                           | 0,005 – 0,021              |                                   | Non                             | **                                  | *                             |
| Iris à grille                            | -0,015 – 0,087             |                                   | Oui                             | **                                  | **                            |
| Iris à ailettes                          | 0,04 – 0,05                |                                   | Non                             | ****                                | *****                         |
| Iris méta matériau                       | 0,02 – 0,00                |                                   | Oui                             | ****                                | ***                           |
| Dépolarisation de cavité & méta matériau | 0,034 – 0,00               |                                   | Oui                             | ***                                 | ***                           |



L'analyse des différentes plages d'accord en fréquence obtenues sur les résonateurs nous démontre la possibilité de répondre aux spécifications de DEMUX accordable (17,3 – 20,2 GHz) présentées dans le chapitre précédent à l'aide de plusieurs techniques capables de couvrir ces bandes particulièrement larges. Les techniques par déformation latérales, à ailettes et utilisant des inserts sur le mode  $TE_{101}$  apparaissent ainsi comme de bonnes candidates, avec un maintien du facteur de qualité équivalent à celui du  $TE_{101}$ , voire légèrement supérieur.

La limite principale de la technique utilisant la déformation latérale des parois, sa maturité technologique, nécessiterait pour être levée un travail de développement trop important pour pouvoir être réalisée dans le cadre des présents travaux, mais ouvre cependant des perspectives d'intérêt pour la continuation de ceux-ci.

L'utilisation d'inserts, quant à elle, permet un positionnement des actuateurs sur le dessus du filtre, et non latéralement contrairement aux ailettes, ce qui peut constituer un avantage dans le cadre d'une structure à coupleurs hybrides comportant par nature plusieurs filtres devant être assemblés de manière compacte. Les deux méthodes devraient, de plus, permettre l'accord des résonateurs dans le cadre d'une topologie à commutation. Dans le cadre d'une telle topologie à commutation, matricielle, l'utilisation de dispositif d'accord en fréquence n'utilisant pas les murs latéraux des cavités est également préférable, car elle permet de libérer les murs en question pour y implanter une autre fonctionnalité.

Afin de répondre aux spécifications d'IMUX (29,5 – 30,0), le résonateur  $TE_{012}$ , en dépit de son encombrement important paraît plus approprié. D'une part car malgré l'utilisation d'un mode élevé impliquant une cavité de taille importante, la fréquence à laquelle est prévue l'objet final permet de limiter l'encombrement des filtres, d'autre part car son facteur de qualité supérieur peut être maintenu sur la bande restreinte d'accord du dispositif.

La topologie à commutation, qu'elle soit utilisée dans le cadre des spécifications d'IMUX ou d'OMUX, nécessite comme on a pu le voir précédemment l'obtention d'un composant susceptible de réaliser une opération de commutation. L'iris à grille rotatif et l'iris à méta-matériau (« Groove-Gap ») sont en cela de bons candidats, car ils ont cette possibilité. L'iris à grille peut même être conçu afin d'obtenir des couplages négatifs, même si cela pose des difficultés de déséquilibre entre les facteurs de qualités pairs et impairs, pouvant affecter la platitude du filtre.

A défaut, les iris à ailettes forment de bons candidats pour réaliser des filtres accordables sur une faible plage de variation de bande passante, par exemple pour venir rectifier au second ordre la dérive des coefficients de couplage lors du déplacement fréquentiel de filtres qu'on souhaite conserver à bandes passantes constantes, typiquement dans le cadre de la topologie à coupleurs hybrides.

Il est à noter toutefois que les dispositifs utilisant des méta-matériaux sont particulièrement encombrants ce qui peut complexifier leurs implantations et nuire à la compacité du système. D'autant que, basés sur des principes de dépolarisation des cavités les unes par rapport aux autres, ils nécessitent également d'implanter les systèmes d'accord en fréquences sur des plans mobiles en fonction des reconfigurations du filtre, et d'utiliser des fonctions possédant un nombre de pôles impair, afin de garantir en toute circonstances l'alignement des accès.

Ainsi, en combinant ces différents principes et propositions, nous avons la possibilité de réaliser différentes versions de filtres – ou pseudo filtres – accordables, susceptibles de s'intégrer dans les deux structures envisagées au chapitre 2. La conception de ces dispositifs constituera le chapitre 4 du présent manuscrit.

## Chapitre IV. Conception et réalisation des dispositifs de filtrage accordable

Nous avons ainsi pu voir au cours du chapitre précédent que diverses méthodes, techniques et technologies pouvaient être mises à contribution dans l'objectif d'obtenir des résonateurs reconfigurables en fréquence et des couplages accordables. Ces différents éléments peuvent, en théorie, nous permettre de réaliser les fonctions de filtrages reconfigurables nécessaires à la réalisation de l'une ou l'autre des topologies de multiplexages identifiées au chapitre 2, et sont ainsi potentiellement à même de répondre à notre cahier des charges.

Chacune de ces deux topologies fait appel à des fonctions différentes : la première doit être capable de se reconfigurer en bande passante et en fréquence centrale dans un ratio important, et de commuter des résonateurs afin d'ajouter des pôles à la fonction de filtrage suivant le besoin. Dans cette topologie, les filtres sont connectés sur un manifold résonant qui doit être, lui aussi, accordé différemment à chaque reconfiguration du plan fréquentiel du multiplexeur.

La seconde topologie comporte des filtres utilisant la totalité de la bande de fonctionnement du multiplexeur, qui sont accordables en fréquences centrales et sont connectés ensemble à l'aide de coupleurs hybrides. Du fait de l'enchaînement des différemment composants dans la structure, la réponse des filtres peut être pseudo-passe bas ou pseudo-passe haute, et montrer des défauts d'adaptation dans certains intervalles, un filtre d'entrée venant imposer une forte rejection aux fréquences exclues de la bande totale de fonctionnement du multiplexeur.

Le présent chapitre s'attache donc à présenter les dispositifs filtrants ayant été conçus ou réalisés dans cet objectif.

### IV.1. Dispositif filtrant s'appuyant sur la déformation de parois

Il est possible d'imaginer utiliser le système de cavité accordables à parois déformables sensibles afin de réaliser un filtre à volets accordables fonctionnant sur le mode  $TE_{101}$ . La déformation mécanique est ici modélisée à l'aide d'une paroi en arc de cercle extrudée, avec un rayon de courbure plus ou moins important. Cette modélisation néglige cependant de

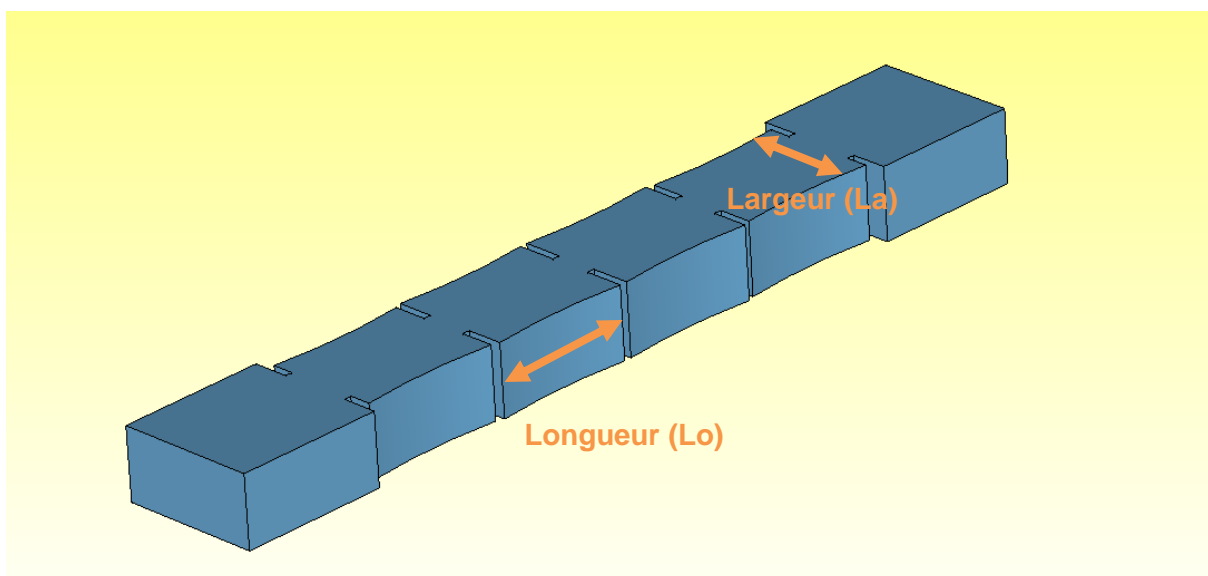


Figure 62 : Vue CAO du filtre 4 pôles  $TE_{101}$  déformé.

nombreux effets au second ordre qui nécessitent une corrélation expérimentale, ou une simulation multi-physique plus avancée.

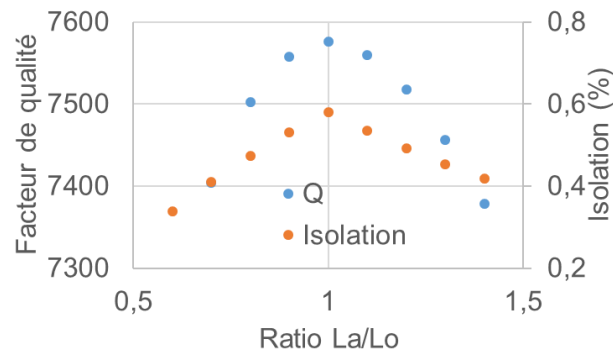


Figure 63 : Evolution du facteur de qualité et de l'isolation modale d'un résonateur  $TE_{101}$  en fonction de son rapport de forme. La étant la largeur de la cavité et  $Lo$  sa longueur.

Un moyen de réaliser la pièce consiste à venir encapsuler entre deux pièces rigides, la partie souple, métallisée, de l'intérieur du filtre, à l'image de ce qui a été réalisé pour le dispositif de test un pôle au chapitre précédent.

Etant donné l'état de maîtrise de la technologie de réalisation des pièces et de leur métallisation, il était prématuré de réaliser un prototype de filtre reconfigurable utilisant cette méthode. Néanmoins, nous avons réalisé quelques simulations réalisées sur un filtre quatre pôles (Figure 62) pour nous permettre d'estimer le potentiel d'une telle solution.

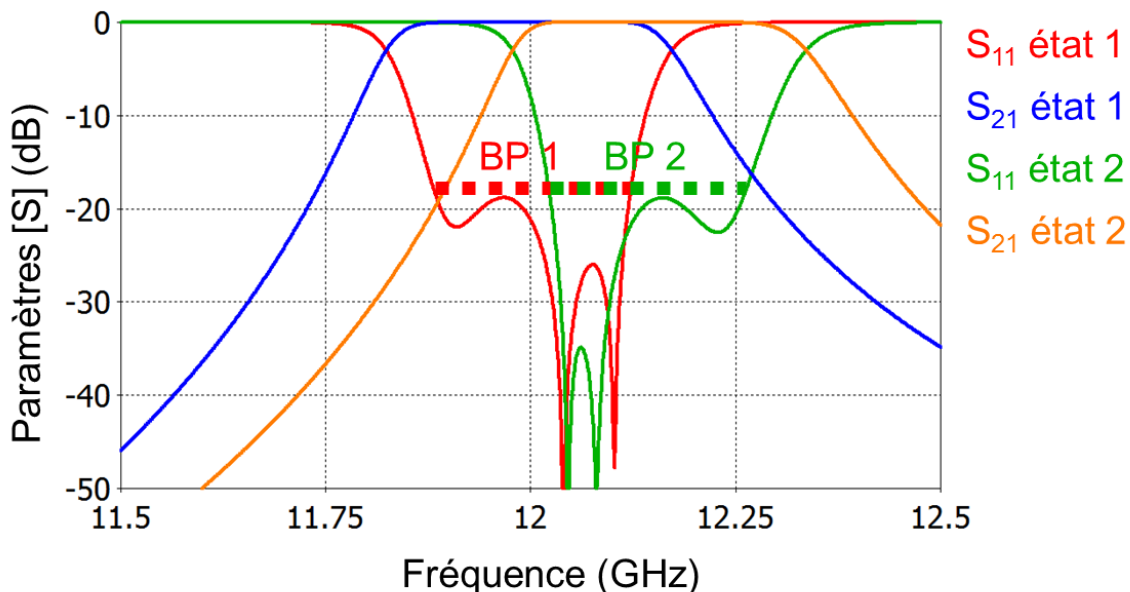


Figure 64 : Réponses simulées du filtre 4 pôles  $TE_{101}$  déformé.

Lorsqu'on réalise des résonateurs à cavités  $TE_{101}$ , une donnée importante à prendre en compte est le ratio longueur/largeur de la cavité. Généralement, un ratio de 1:1 permet d'optimiser le facteur de qualité comme l'isolation modale, comme on peut le constater Figure 63. Cependant, afin de garantir une flèche plus importante lors de la déformation, nous avons décidé d'utiliser un ratio différent, avec une longueur de cavité plus importante. On fixe ainsi la longueur de cavité à 19,05 mm, et en utilisant la largeur comme variable d'ajustement de la fréquence lors de la conception du filtre on obtient des ratios Longueur/Largeur égaux compris entre 1,18 et 1,25 en fonction des cavités considérées.

On est ainsi capables, avec une flèche de 0.4 mm de chaque côté de la cavité (soit environ 2.6% de la largeur) d'obtenir une variation en fréquence centrale du filtre de l'ordre de 1,2%, (Figure 64). On constate qu'il est possible d'obtenir un décalage en fréquence supérieur en s'appuyant sur une déformation plus importante des parois, sans toutefois pouvoir garantir une conservation de l'adaptation sur une bande acceptable. Dans cet exemple, en effet, la bande passante des filtres est maintenue constante, égale à 235 MHz dans le premier cas contre 236 MHz dans le second, soit une bande passante relative de 1,9%.

Ainsi, pousser plus loin les travaux sur ce type de topologie nécessiterait l'implantation de systèmes de couplage accordables, à l'instar du plot capacitif déformable imaginé précédemment. L'implantation d'un tel dispositif pourrait permettre un élargissement des capacités de reconfiguration, mais ne pourra être envisagé qu'après un travail de fond sur la technologie, cette solution ne semble donc pas pertinente à privilégier dans le cadre de ces travaux, d'autres solutions semblant bien plus prometteuses.

#### IV.2. Dispositif basé sur le principe de dépolarisation par rotation des cavités

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, il est possible de réaliser une modification des coefficients de couplage entre deux cavités adjacentes en venant modifier l'angle qu'elles forment l'une avec l'autre. L'interconnexion entre les pièces mobiles peut être réalisée avec une structure groove-gap, malgré l'encombrement important ainsi généré.

Un tel dispositif doit permettre la conception d'un filtre accordable en bande-passante, ce que l'on va essayer de démontrer avec la simulation d'un dispositif 3 pôles (Figure 65). La loi d'évolution particulière des couplages constatée sur la structure deux pôles, où la fréquence centrale reste fixe, doit permettre d'obtenir des fonctions de filtrage accordables en bande passante avec un maintien de la fréquence centrale à une même valeur.

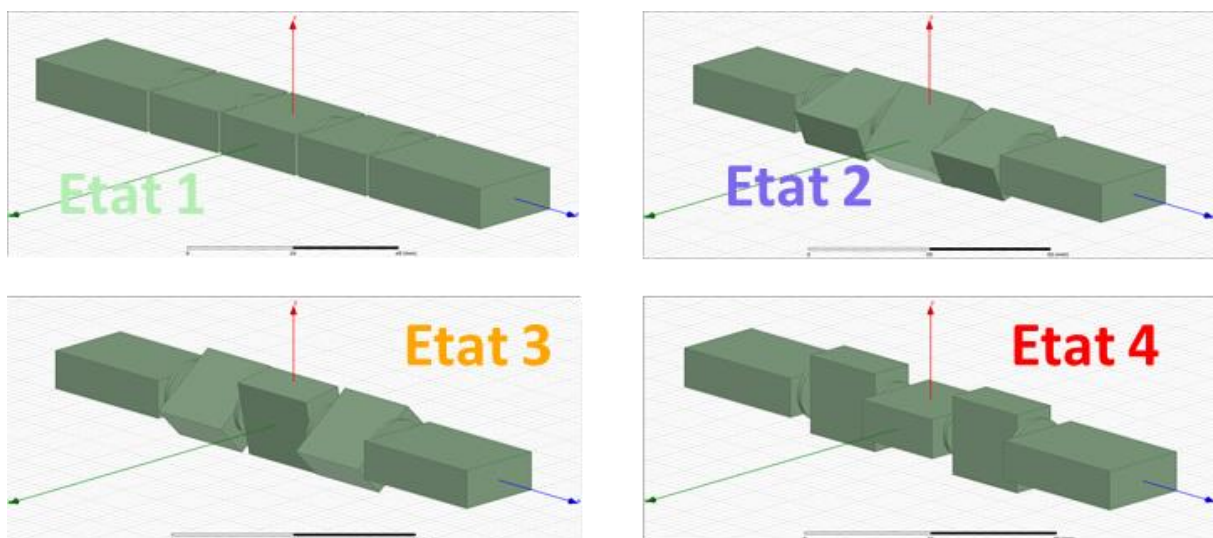


Figure 65 : Vues CAO du filtre dépolarisant dans quatre états de réglage

La simulation du dispositif a été réalisée sur différents états, nous permettant d'obtenir des bandes passantes accordables de 870 à 409 MHz, soit un ratio de deux, pour des fréquences centrales allant de 9,641 à 9,787 GHz (Figure 66). On observe donc une dérive en fréquence central du filtre, qui voit sa fréquence de coupure basse varier tandis que sa coupure de fréquence haute reste globalement stable d'un état à l'autre, à 10,033 GHz +/- 42 MHz. L'effet sur la fréquence de résonance des résonateurs de la dépolarisation des cavités ne semble donc pas aussi négligeable que ce que nous avons estimé avec les premières simulations.

On vérifie qu'en disposant les cavités à 90° les unes des autres, il est possible d'empêcher tout signal de traverser le dispositif, avec une isolation simulée supérieure à 80 dB, ce qui peut être une fonctionnalité intéressante dans certaines topologies de multiplexage. Néanmoins, cette technique ne nous permet pas d'ajouter ou d'enlever de manière simple des résonateurs à notre structure, contrairement à ce qui serait nécessaire pour réaliser la topologie proposée au chapitre 2.

En effet, l'utilisation de cavités mobiles empêche géométriquement l'implantation d'une topologie repliée, et nous oblige à utiliser une topologie en ligne (comportant de surcroît un nombre impair de résonateurs) au sein de laquelle on ne peut enlever aucun résonateur. Le caractère mobile des résonateurs complexifie également l'implantation d'un système additionnel d'accord en fréquence, qui pourrait améliorer la reconfigurabilité du dispositif.

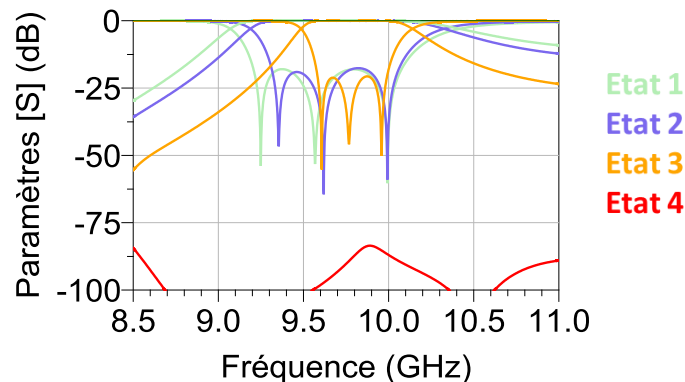


Figure 66 : Réponses du filtre dépolarisant dans les différents états de réglage

Cette topologie nous contraint également à utiliser des iris cylindriques, permettant un couplage relativement faible, limitant la bande-passante réalisée (9,02%) en deçà des spécifications d'OMUX (17,4%). On note au passage que conformément à ce qui avait été observé sur l'évolution des coefficients de couplage, il n'est pas possible d'obtenir des bandes inférieures à 4,18%, ce qui réduit le domaine d'application du dispositif.

La sélectivité particulièrement faible peut en partie s'expliquer par le faible nombre de pôles utilisés sur cette fonction avec une bande relativement large, mais la dissymétrie du filtre peut cependant s'avérer problématique.

Pour l'essentiel de ces raisons d'encombrement, de difficulté d'intégration, mais également d'allure de la loi d'évolution du couplage, l'utilisation d'un iris à grille semble donc plus appropriée.

### IV.3. Matrice de couplage à iris rotatifs

Dans l'objectif de réaliser un filtre susceptible de commuter des résonateurs afin de conserver une sélectivité constante tout en implantant des variations importantes en bande passante, l'iris à grille semble être un composant clé, qu'on peut chercher à implanter dans une structure matricielle (voir Figure 67).

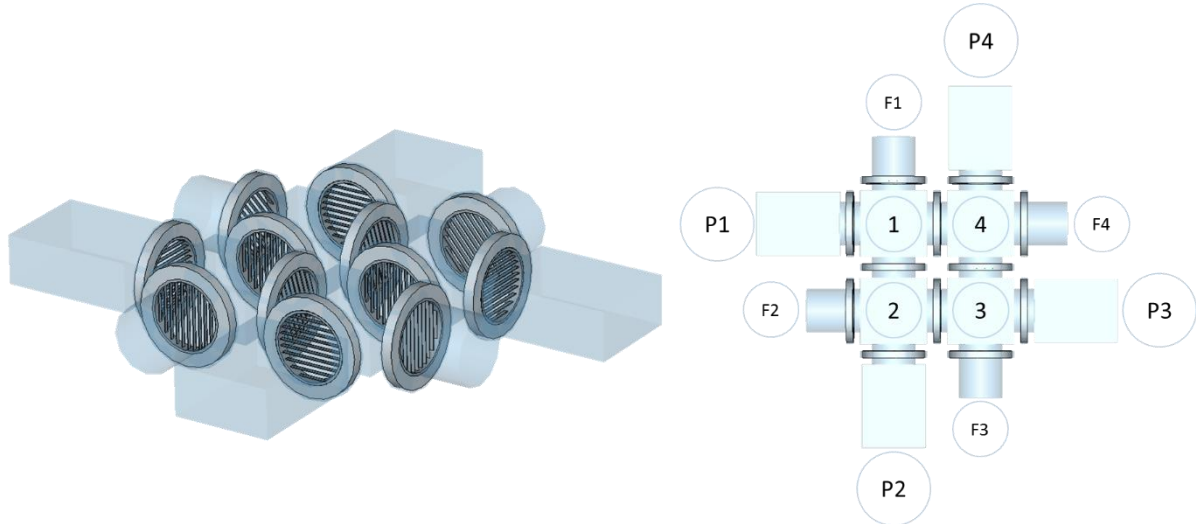


Figure 67 : Vue CAO de la matrice de résonateurs 2x2 mise à l'étude

Avec une telle topologie, la réalisation de deux fonctions de filtrage entre les ports 1 - 4 et 2 - 3 peut être visée. On peut également chercher à réaliser une seule fonction de filtrage, comportant quatre pôles, entre n'importe quel couple de ports, tout comme il est également potentiellement possible de réaliser une fonction deux pôles comportant un zéro de transmission obtenu avec un pôle extrait. Afin de simplifier l'assemblage, on a essayé de s'en tenir à des éléments standards, les cavités sont toutes de même dimensions, tout comme les iris à grilles, insérés dans des bagues de zircone. Un troisième élément (F1 à F4, Figure 67) permet d'obtenir une fonction d'accord en fréquence, avec un guide sous coupure, bien qu'on ait vu au chapitre précédent que cette solution était loin d'être optimale, il s'agit de celle s'inscrivant le mieux en cohérence topologique avec la structure.

Dans un premier temps, on cherche à réaliser deux fonctions deux pôles isolées l'une de l'autre, et à en faire varier une en fréquence jusqu'à la confondre avec la première.

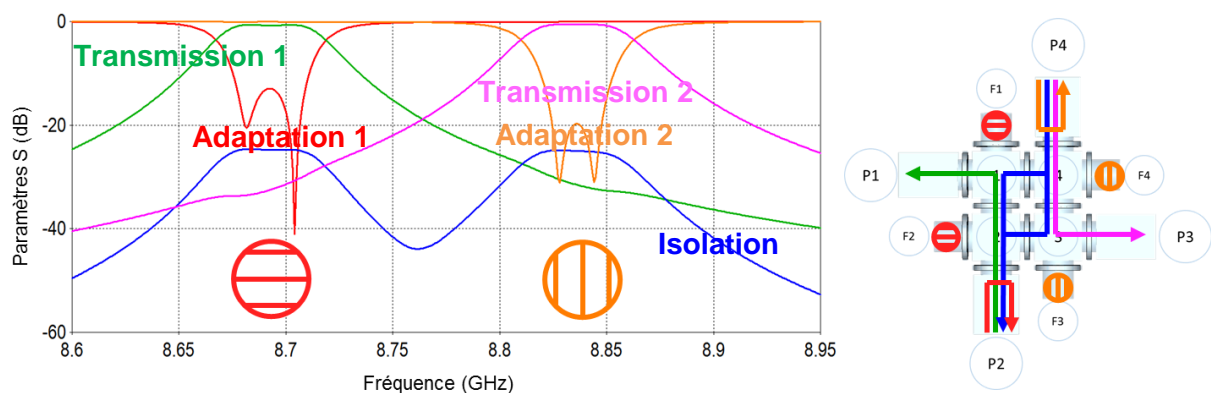


Figure 68 : Réponse de la matrice en 2x2 canaux, en configuration distante

On confirme par simulation que la topologie nous permet de réaliser les fonctions visées. Cependant, les bandes passantes obtenues ici sont particulièrement étroites, et à proximité

les unes des autres en raison de la faible amplitude du système d'accord en fréquence. Par ailleurs, on identifie une isolation relativement peu élevée (-25 dB) entre les deux canaux (Figure 68). Le premier canal présente une bande passante de 26 MHz centrée à 8,693 GHz (0,3%), tandis que le second présente une bande passante de 22 MHz centrée à 8,836 GHz (0,25%). L'adaptation atteint une valeur de 19,75 dB pour ce dernier, mais n'est que de 12,8 dB pour le premier, signe de la dérive en fréquence du coefficient de couplage. L'angle de l'iris réalisant le couplage inter-résonateurs est en effet identique dans les deux cas. Les iris réalisant l'accord en fréquence étant mis l'un à 90°, l'autre à 0°, l'espacement entre les bandes passantes des filtres est ici maximum, avec 1,6%.

Lorsqu'on cherche à rapprocher ces deux fonctions l'une de l'autre, en faisant varier l'angle des iris connectant les cavités du second canal à leurs guides sous coupure, on observe une détérioration progressive du niveau d'isolation, Figure 69. Suivant le critère que l'on pose sur l'isolation, une bande de garde devra donc être respectée. Si l'on fixe ce critère à 20 dB, on limite alors la position du second canal à une fréquence centrale de 8,783 GHz ce qui signifie qu'il est possible de le reconfigurer en fréquence sur environ 53 MHz, soit 0,6%.

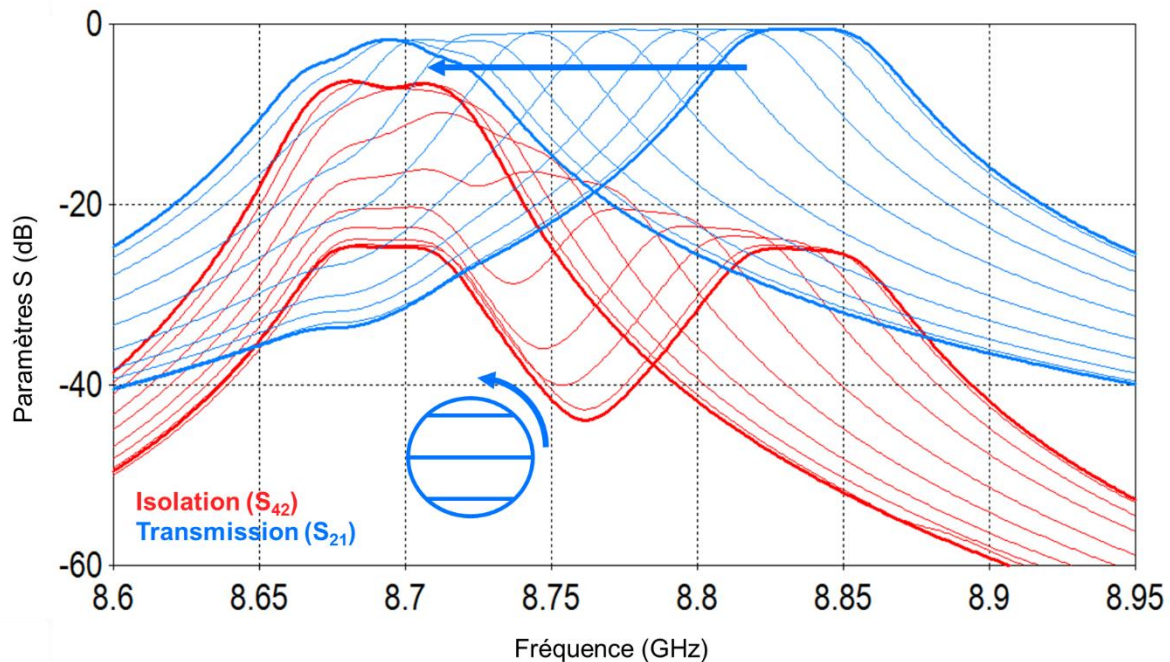


Figure 69 : Réponse de la matrice en 2x2 canaux, les canaux se rapprochant

On constate donc, et ce en dépit de la bonne isolation remarquée lors des études préliminaires sur les maquettes un ou deux pôles, que les iris à grilles ne semblent pas isoler les structures de manière suffisante pour empêcher la propagation du signal entre deux cavités résonant à des fréquences proches. C'est ainsi qu'on est amené à observer, dès lors qu'on cherche à passer la matrice sur une configuration 4 pôles, un couplage positif, de faible valeur, entre les résonateurs non-adjacents 1 et 4, ce couplage résiduel venant fortement détériorer la réponse du filtre. Des études complémentaires, réalisées en simulation, nous ont montré que ce couplage résiduel se produisait du fait de la propagation de l'onde entre la pièce de zircon et le logis métallique, et que cette dernière pouvait être stoppée pour des gaps d'air limités à des valeurs inférieures à 25 µm. De telles valeurs, au-delà de leur difficulté de réalisation, empêche la possibilité d'un contact coulissant de l'iris dans son logis, le rendant impossible à tourner.

De plus, la longueur des iris devient particulièrement importante une fois appliquées les dimensions nécessaires à une bonne tenue mécanique. En effet, l'iris mobile doit faire à minima 2 mm de long, de même que les parois métalliques de part et d'autre de celui-ci. La longueur totale de l'iris est alors de 6 mm. Etant donné que la grille, même en étant en position ouverte, présente un obstacle important au champ électromagnétique, on obtient, in fine, des coefficients de couplage particulièrement faibles, qui nous impose donc des bandes passantes réduites. Cette topologie, adaptée à des cavités TE<sub>101</sub> ne permet pas, en outre, d'obtenir des facteurs de qualité suffisants à ces fréquences. La topologie pourrait cependant être transposée à des fréquences plus basses, pour s'émanciper de cette contrainte mécanique.

Sans la possibilité d'isoler les cavités de manière efficace, la topologie de multiplexeur à commutation perd toute crédibilité, nous obligeant à orienter nos études vers celle, plus robuste, utilisant les coupleurs hybrides et des fonctions passe-bandes accordables en fréquence centrale.

#### IV.4. Filtre accordable à ailettes

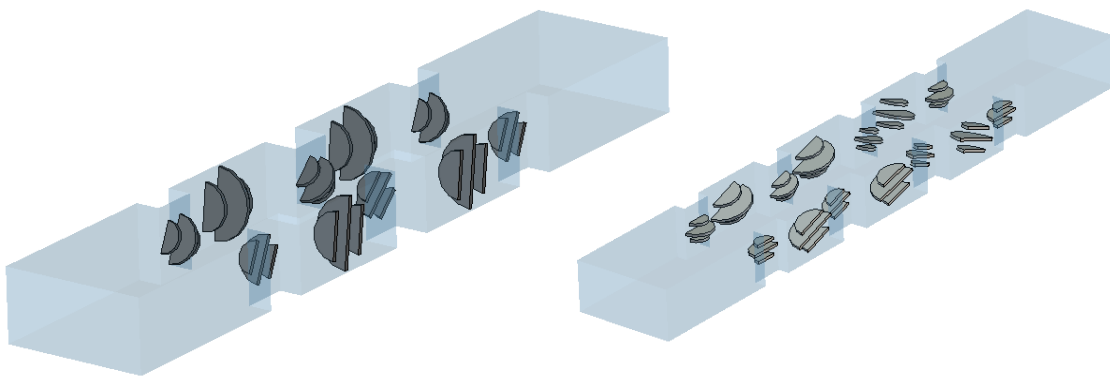


Figure 70 : Vue CAO des filtres 2 et 3 pôles à ailettes réalisés

Afin de réaliser des fonctions de bandes passantes accordables, les techniques dépolarisantes utilisant des ailettes peuvent être pertinentes, on a en effet observé de fortes capacités de reconfiguration en fréquence centrale (environ 10% en mesure) et des capacités limitées de réglage des coefficients de couplage, permettant de rattraper la dérive de ces derniers au cours de la reconfiguration fréquentielle.

On conçoit ainsi deux exemples de filtres à ailettes, le premier filtre est un deux pôles, pouvant réaliser une bande passante de 100 MHz (1%) entre 10 et 11 GHz (9,5%), voir Figure 70.

Une analyse des matrices de couplage à réaliser dans le premier cas d'application (Figure 71) montre que les coefficients de couplage visés évoluent dans cette bande de 0,0122 à 0,0112 pour le coefficient  $M_{S1}$  et de 0,0165 à 0,0151 pour le coefficient  $M_{21}$ . Soit 0,0117 +/- 0,001 et 0,0158 +/- 0,0007, deux valeurs qu'il est possible d'atteindre via les systèmes conçus dans le chapitre précédent (nous pouvions atteindre une valeur de couplage

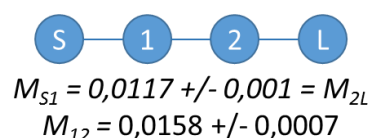


Figure 71 : Modèle de couplage du filtre deux pôles à ailettes



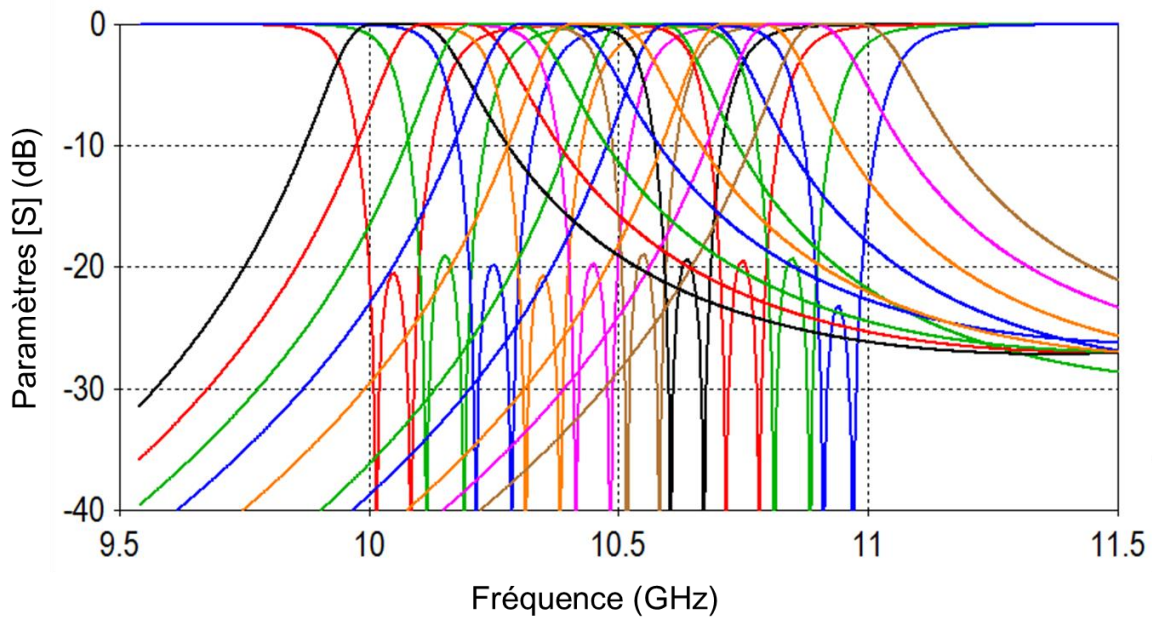


Figure 72 : Réponses fréquentielles du filtre 2 pôles aux différents états de réglage

déterminée à  $\pm 0.005$ ). Ainsi, on voit que pris indépendamment, il est possible d'atteindre les variations de couplage et les variations en fréquence visées à condition de négliger toutefois l'influence des systèmes de réglage entre eux, dont on estime qu'elle ne sera pas supérieure aux marges dont nous disposons. Cette analyse nous permet donc de conserver le dimensionnement des ailettes telles que réalisées au chapitre précédent.

Une première étape consiste donc à concevoir les parties fixes du filtre, avec les parties mobiles mises en butée. L'ensemble des ailettes est donc positionné à l'horizontale, et on cherche à régler le filtre à sa première position, la fréquence la plus basse, en dimensionnant

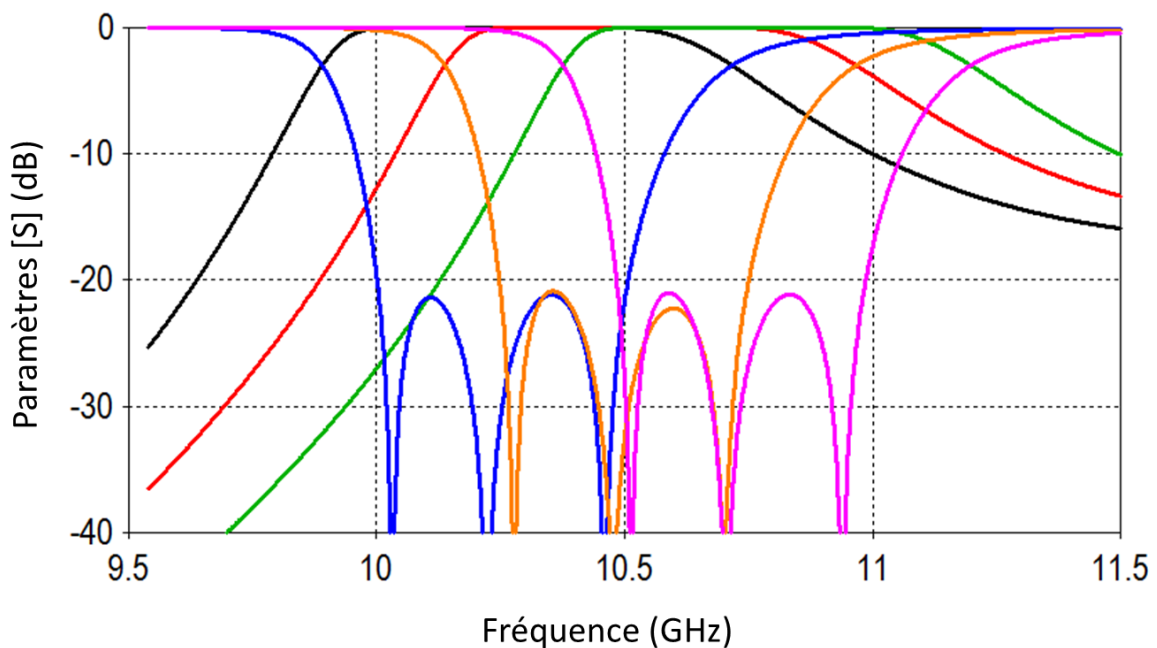


Figure 73 : Réponses fréquentielles du filtre 3 pôles aux différents états de réglage

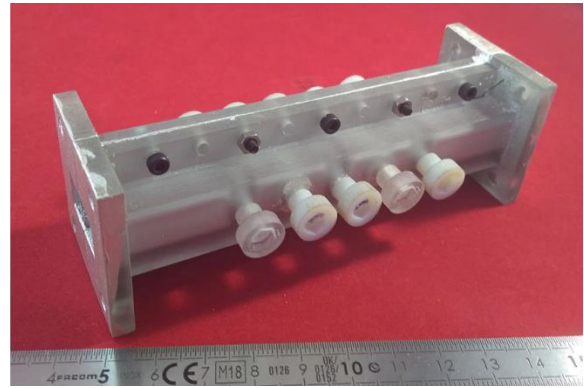
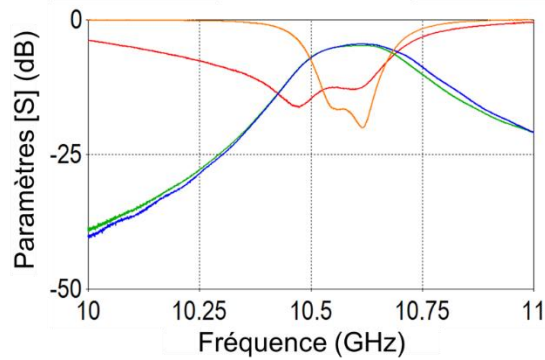


Figure 74 : Photographie et mesure du dispositif 2 pôles réalisé

les largeurs des iris et les tailles des cavités. Dans une seconde étape, on vient faire varier les angles de chaque ailette afin d'obtenir les configurations suivantes. On obtient ainsi les réponses en Figure 72.

De la même manière, on conçoit également un filtre trois pôles, (Figure 70), susceptible de réaliser des bandes passantes de 500 MHz (5%) entre 10 et 11 GHz (Figure 73). Il est également possible de réduire la bande passante du filtre en question, dans un ratio de 1 à 6, à condition de passer progressivement d'une réponse de type Tchebycheff à une réponse de type Butterworth, à l'instar de ce qui a pu être montré dans [51].

On réalise une maquette du filtre 2 pôles, présentée Figure 74. Les faibles dimensions des pièces utilisées et la gestion des contacts électriques entre les différents éléments sont toutefois trop mal maîtrisés dans le cadre de ce maquetage plastique, et ne nous permettent pas d'obtenir des résultats concluants, quand bien même on observe une forme de filtre ainsi qu'une possibilité de réglage à l'aide des ailettes. En particulier, des fuites importantes semblent se produire dans le dispositif à l'une de ses entrées, comme on peut l'observer à l'allure de la courbe de réflexion (en rouge sur la figure).

## IV.5. Filtre TE<sub>101</sub> à inserts diélectriques

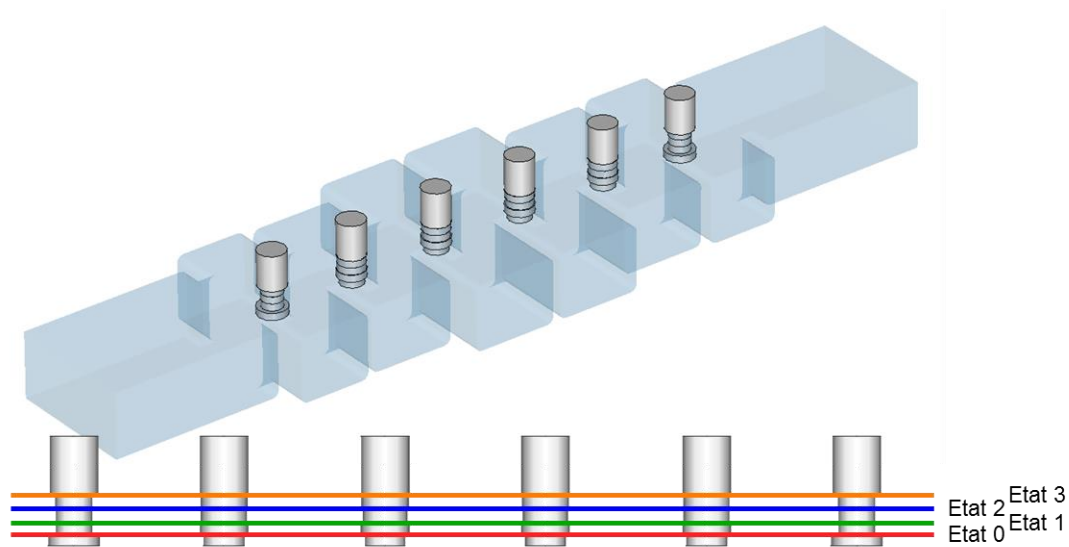


Figure 75 : Vue CAO du filtre à inserts TE<sub>101</sub> et schéma représentatif de ses états de réglage

Dans l'objectif de réaliser des fonctions de filtrage accordables sur de larges bandes, les cavités TE<sub>101</sub> à inserts diélectriques semblent un bon compromis en terme d'amplitude d'accord en fréquence réalisé et de maturité technologique parmi l'ensemble des propositions réalisées au chapitre précédent.

On se propose donc de réaliser des fonctions de filtrage accordables susceptibles de s'insérer dans une structure de multiplexage à coupleurs hybrides, sur la bande de fonctionnement de l'OMUX (17,3 – 20,2 GHz). Ces fréquences étant relativement élevées pour une réalisation pratique, on se propose de transposer ce plan de fréquence, en en conservant les proportions, sur la bande 10,7 – 12,75 GHz (17,5%).

L'insertion des perturbateurs en alumine n'étant pas sans effet sur les coefficients de couplage inter-résonateurs, il est important de venir pondérer l'enfoncement de ces derniers de manière à conserver une bonne adaptation dans la bande-passante du filtre et une bonne sélectivité aux fréquences hautes. Etant donné la nature de la structure de multiplexage utilisée, la sélectivité aux fréquences basse peut, elle, être négligée. Dans l'objectif d'obtenir une commande unique, et d'enfoncer les perturbateurs de manière uniforme, on décide de différencier la perturbation de chaque cavité en faisant varier le rayon de ces perturbateurs.

Afin de garantir une adaptation continue lors du mouvement de translation, les perturbateurs sont composés d'un empilement de cylindres, dont le rayon est optimisé à chaque étape de conception. On décide de réaliser 4 états de réglage discrets, suffisamment proches les uns des autres pour que les propriétés d'adaptation et de sélectivités restent valables dans des états intermédiaires. Le caractère géométrique des inserts, à symétrie de révolution, permet d'imaginer une fabrication d'une grande simplicité.

Ainsi, on obtient des perturbateurs d'un rayon évoluant entre 1,5 et 2,0 mm, valeurs bornées afin d'imaginer une possible transposition du dispositif autour de 20 GHz. La hauteur de chaque cylindre est égale à 1,0 mm, ce qui amène à un enfoncement total maximal de 4,0 mm (pour des cavités faisant une hauteur de 9,525 mm).

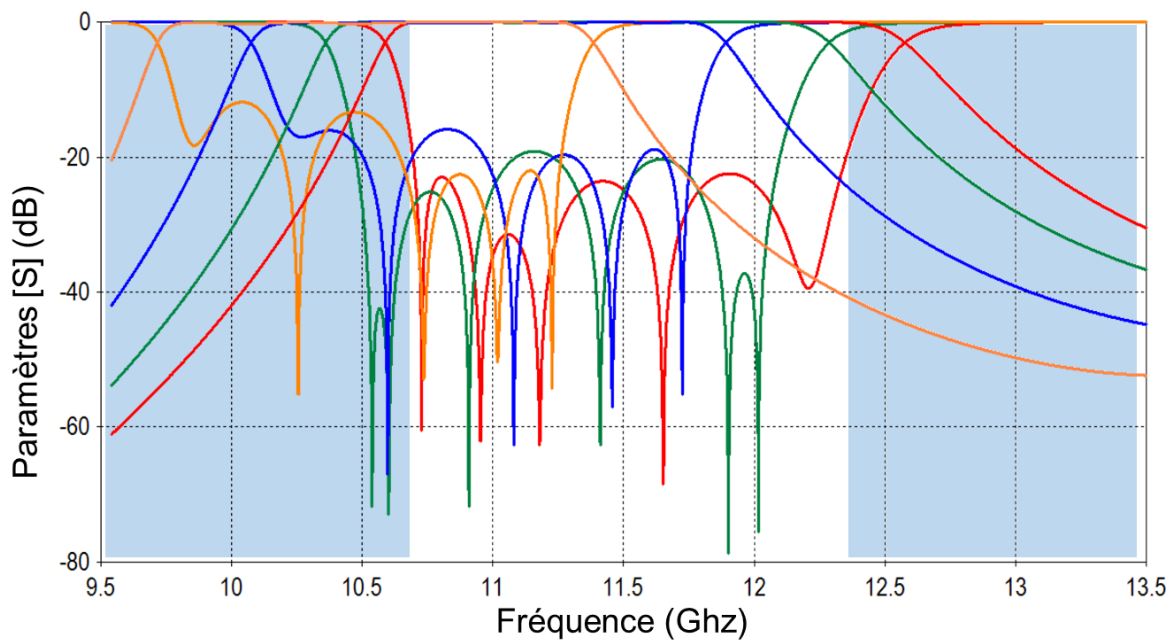


Figure 76 : Réponses du filtre à différents états de réglage, encadrées par la réponse du filtre d'entrée, chaque état de réglage étant tracé avec une couleur différente

Le filtre et ses perturbateurs sont montrés en Figure 75 après réalisation, leurs réponses sont montrés en Figure 76. On constate une relative bonne adaptation de la structure pour la plupart des états, à l'exception de l'état 3, où une légère remontée d'adaptation se fait pour les fréquences les plus basses. En effet, au fur et à mesure que le filtre se décale vers des fréquences plus basses, on constate une concentration des zéros de transmission aux extrémités de la bande passante, ce qui s'explique par un affaiblissement relatif des coefficients de couplage  $m_{32}$  et  $m_{45}$ , et se traduit par une remontée du niveau d'adaptation au centre de la réponse du filtre. Au cours du mouvement de translation, on constate que les zéros de réflexion sortent un par un de la bande d'intérêt, à savoir la bande passante de fonctionnement du multiplexeur, délimitée par les bandes bleues sur la Figure 76, bande qui correspond à celle du filtre d'entrée du système. Ainsi, 6 zéros sont initialement présents dans la zone, puis 4 pour les états 1 et 2 et enfin 3 seulement à l'état 3. A l'état 1, l'impact de la dérive des coefficients de couplage n'est pas suffisant pour provoquer une remontée d'adaptation, à l'état 3, cette remontée est présente, mais n'est plus gênante car située hors de la zone d'intérêt de la réponse.

Un système d'accord sur les éléments de couplage pourrait permettre d'éviter cette légère remontée d'adaptation (16 dB), mais l'ajout d'une commande supplémentaire ferait perdre son intérêt principal au filtre, à savoir la possibilité d'imaginer un multiplexeur 4 sorties ne comportant que 3 actuators.

En simulant la structure avec une alumine faibles pertes (tangente de pertes de  $1.10^{-4}$ ) et une conductivité proche de celle de l'argent (40 S.μm), on observe que les pertes d'insertion du dispositif sont comprises entre 0,18 et 0,06 dB sur l'ensemble des états de réglage. Ces pertes relativement faibles sont essentielles dans l'objectif d'intégrer ces dispositifs dans des fonctions de multiplexage à coupleurs hybrides.

## IV.6. Filtre $TE_{012}$ à inserts diélectriques

Les résonateurs  $TE_{012}$  réalisés dans le chapitre précédent sont utilisés comme base pour la création de filtres susceptibles de répondre à la commande d'IMUX 29,5-30,0 GHz. En effet, les forts facteurs de qualités des résonateurs comme leur relative faible amplitude de variation en fréquence sont bien adaptés à cette bande relativement réduite (1,7%). On décide, de manière analogue à ce qu'on a montré précédemment, de transposer la bande de fonctionnement entre 11,8 et 12,0 GHz, pour des questions de réalisation pratique. Néanmoins, les filtres ont été conçus avec pour contrainte de permettre la réalisation d'une version réduite à 29,5 GHz, avec un coût de fabrication plus élevé mais sans impossibilité du fait de dimensions qui seraient trop faibles dans la version initiale.

Initialement, la fonction de multiplexage envisagé pour l'IMUX devait comporter 4 canaux de largeur variable. Etant donné la quantité d'éléments à fabriquer pour réaliser une topologie à coupleurs hybrides, nous avons toutefois décidé de nous limiter à une application de diplexeur dans le cadre de cette étude, suffisante pour permettre une preuve de concept.

Afin de réaliser cette fonction en pratique, on décide de réaliser le canal bas avec la fonction de filtrage, ce qui nous permet de le concevoir à un état initial haut avant de le décaler vers les basses fréquences. Bien que l'inverse soit également possible, procéder de la sorte nous permet d'obtenir un état de réglage initial où les perturbateurs sont en positions d'équilibre, et doivent être éloignés de cette position afin de déplacer le filtre vers des fréquences plus basses.

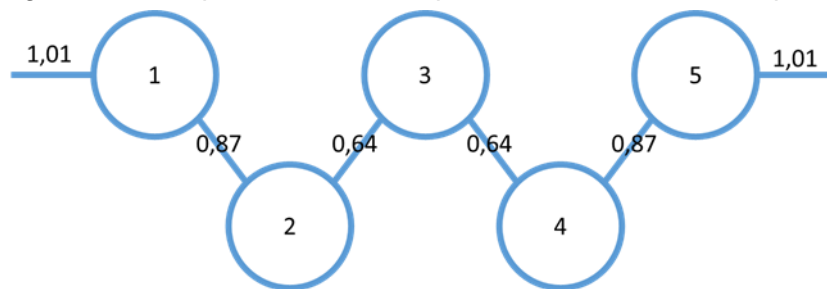


Figure 77 : Matrice de couplage utilisée dans le cadre de la conception du filtre 5 pôles à cavités accordables  $TE_{012}$

Comme l'a montré l'étape de conception des résonateurs, ces derniers voient ainsi leur facteur de qualité se dégrader en quittant cette zone d'équilibre, mais ne sont bornés dans leur agilité fréquentielle que par la remontée simultanée en fréquence d'un mode parasite inférieur. On a par ailleurs démontré que cette agilité en fréquence étant suffisante pour couvrir la bande d'intérêt dans ce cas d'application.

### IV.6.1. Conception du filtre

On décide donc de réaliser une fonction de filtre accordable 5 pôles, dont on peut décaler en fréquence les résonances suivant le même principe que pour les filtres  $TE_{101}$  montrés précédemment. Les inserts étant standards, chacun d'entre eux est ici contrôlé indépendamment en position. Le filtre est conçu dans un état initial où les inserts sont en position d'équilibre entre les deux maxima de champ, on règle alors la fonction de filtrage via les dimensions fixes du filtre, les hauteurs de cavités et les longueurs d'iris, notamment. Dans cette position initiale, on décide de partir d'une fonction de type Tchebycheff, afin d'en simplifier la synthèse. La matrice de couplage utilisée est montrée Figure 77.

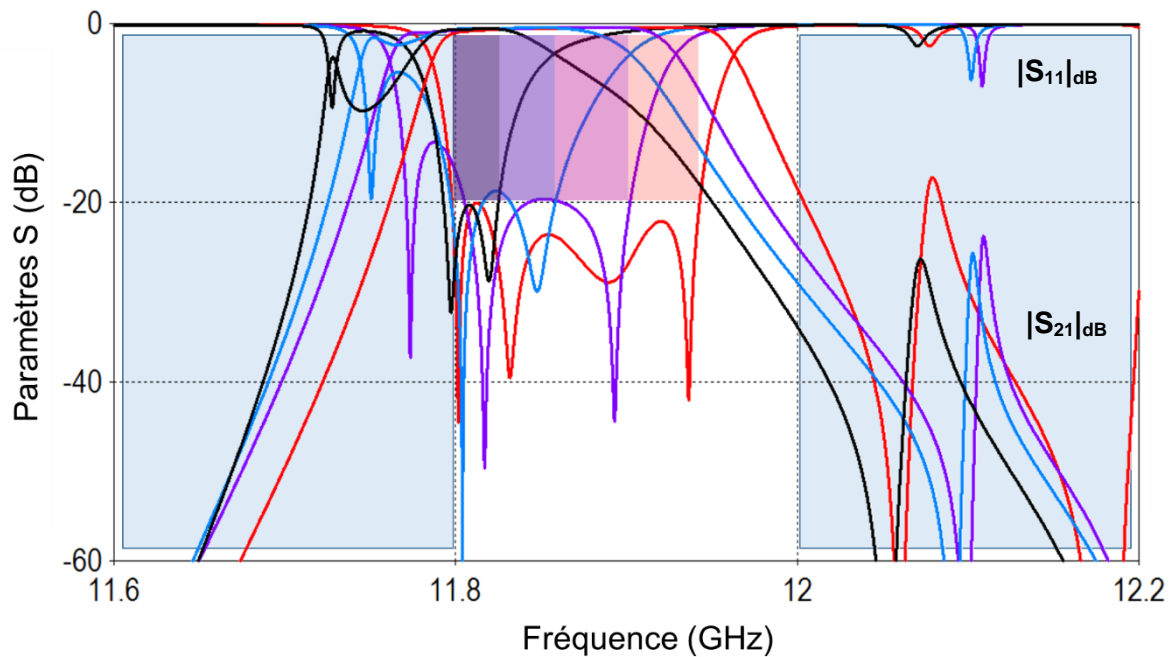


Figure 78 : Réponses du filtre simulé pour les différents états de réglage, avec la bande passante de chaque état et la bande rejetée par le filtre d'entrée en bleu

Afin d'obtenir une meilleure isolation modale, des angles de  $120^\circ$  sont respectés dans la structure entre chaque cavité (à l'image du schéma Figure 77). Le couplage du mode  $TE_{012}$ , à symétrie de révolution n'est ainsi pas affecté, contrairement à celui des autres modes, proches, pour lesquels le couplage est rendu plus faible. Des simulations effectuées précédemment avec un couplage à  $90^\circ$  montrent en effet qu'un mode fortement couplé vient perturber la bande passante du filtre à l'état 3. Par ailleurs, l'utilisation d'un nombre de pôles impair permet, dans cette configuration, d'aligner l'entrée et la sortie des filtres sans ajout de coude, ce qui permet de simplifier l'assemblage de la paire de filtre avec les coupleurs hybrides pour former l'étage de multiplexeur. On effectue les couplages, inter-résonateurs comme d'entrée, à l'aide d'iris courts, permettant de coupler les champs magnétiques d'une cavité à l'autre.

Tableau 4 : Présentation des cas de calcul visant à évaluer les pertes des filtres

|   | Conductivité du métal                             | Tangente de pertes du diélectrique |
|---|---|------------------------------------|
| <b>Cas 1 (Théorie)</b>                        | $58 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$             | 0                                  |
| <b>Cas 2 (Réalisation qualité maximale)</b>   | $40 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$ (Argentage) | 0,00005                            |
| <b>Cas 3 (Réalisation qualité inférieure)</b> | $20 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$ (Aluminium) | 0,0005                             |

Les inserts sont ensuite optimisés en position afin d'obtenir les différents états de réglage intermédiaires, qu'on peut observer Figure 78. Les positions des différents inserts prennent alors des valeurs, en fonction des différents états, comprises entre -0,45 mm et -1,50 mm. On note que la position d'équilibre n'est pas située au centre géométrique de la cavité, en raison de la présence des iris courts, qui déforment légèrement la répartition des champs dans la cavité. Cette position d'équilibre a donc été déterminée en mettant le filtre dans une situation de sous-couplage en entrée, qui permet de bien distinguer la position des pics de résonance de chacun des modes du filtre.

Tableau 5 : Présentation détaillée des paramètres clés du filtre réalisé, en fonction des états de réglage et des cas de calcul

| Etat du filtre  | Etat 0                    | Etat 1          | Etat 2          | Etat 3          |
|---|---------------------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| <b>Bande Passante (GHz)</b>                                 | 11,798 – 11,943           | 11,800 – 11,905 | 11,800 – 11,859 | 11,800 – 11,821 |
| <b>Adaptation (dB)</b>                                      | 20,0                      | 16,3            | 19,0            | 19,2            |
| <b>Pertes d'insertion Cas 1 (dB) et <math>Q_{eq}</math></b> | 0,134 – 0,343<br>(12 400) | 0,137 – 0,331   | 0,141 – 0,221   | 0,182 – 0,241   |
| <b>Pertes d'insertion Cas 2 (dB) et <math>Q_{eq}</math></b> | 0,169 – 0,412<br>(10 000) | 0,171 – 0,384   | 0,181 – 0,258   | 0,235 – 0,293   |
| <b>Pertes d'insertion Cas 3 (dB) et <math>Q_{eq}</math></b> | 0,316 – 0,722<br>(5 200)  | 0,329 – 0,591   | 0,345 – 0,460   | 0,433 – 0,495   |
| <b>Sélectivité à 20 MHz (dB)</b>                            | -2,90                     | -2,13           | -0,78           | -1,37           |
| <b>Sélectivité à 100 MHz (dB)</b>                           | -37,0                     | -26,2           | -18,3           | -11,7           |

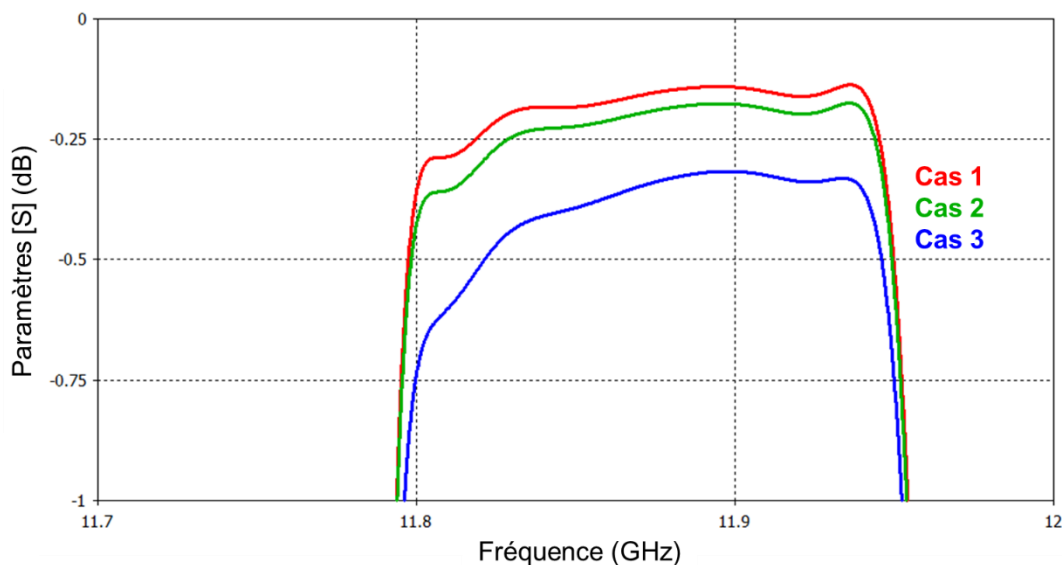


Figure 79 : Réponses du filtre simulé pour les différents états de réglage, avec la bande passante de chaque état et la bande rejetée par le filtre d'entrée en bleu

Une petite étude menée en simulation nous permet d'évaluer l'évolution des paramètres clés du filtre en fonction des états de réglage et de la qualité de réalisation. On distingue ici trois cas de figure, exposés Tableau 4. Les résultats sont regroupés dans le

Tableau 5, et une vue détaillée des pertes d'insertion dans la bande est montrée Figure 79 pour les 3 cas de calcul à l'état initial (ou état 0).

| Etat du filtre  | Etat 0                    | Etat 1          | Etat 2          | Etat 3          |
|---|---------------------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| <b>Bande Passante (GHz)</b>                                 | 11,798 – 11,943           | 11,800 – 11,905 | 11,800 – 11,859 | 11,800 – 11,821 |
| <b>Adaptation (dB)</b>                                      | 20,0                      | 16,3            | 19,0            | 19,2            |
| <b>Pertes d'insertion Cas 1 (dB) et <math>Q_{eq}</math></b> | 0,134 – 0,343<br>(12 400) | 0,137 – 0,331   | 0,141 – 0,221   | 0,182 – 0,241   |
| <b>Pertes d'insertion Cas 2 (dB) et <math>Q_{eq}</math></b> | 0,169 – 0,412<br>(10 000) | 0,171 – 0,384   | 0,181 – 0,258   | 0,235 – 0,293   |
| <b>Pertes d'insertion Cas 3 (dB) et <math>Q_{eq}</math></b> | 0,316 – 0,722<br>(5 200)  | 0,329 – 0,591   | 0,345 – 0,460   | 0,433 – 0,495   |
| <b>Sélectivité à 20 MHz (dB)</b>                            | -2,90                     | -2,13           | -0,78           | -1,37           |
| <b>Sélectivité à 100 MHz (dB)</b>                           | -37,0                     | -26,2           | -18,3           | -11,7           |

L'évaluation des pertes d'insertion paraît plus pertinente que le calcul du facteur de qualité équivalent comme paramètre clé du filtre accordable, en effet, ce dernier varie fortement au

niveau des bandes passantes réalisées d'un état à l'autre et les fonctions présentées ne sont pas de type Tchebycheff, ce qui fausse la comparaison avec le facteur de qualité d'un filtre idéal. Néanmoins, le  $Q_{\text{équivalent}}$  présenté dans le tableau représente, à titre indicatif, le facteur de qualité équivalent que posséderait un filtre passe-bande de même bande passante et présentant des pertes d'insertion équivalentes.

On constate la dissymétrie des réponses obtenues en simulation, les pertes d'insertion étant plus importantes pour les fréquences hautes que pour les fréquences basses. En effet, en observant l'allure des champs électromagnétiques dans le filtre à deux fréquences distinctes (Figure 80) et la répartition des pertes associées, on vérifie, à l'état 0 par exemple, que les pertes métalliques sont davantage localisées dans les iris de couplage aux fréquences basses, où le champ est plus fort.

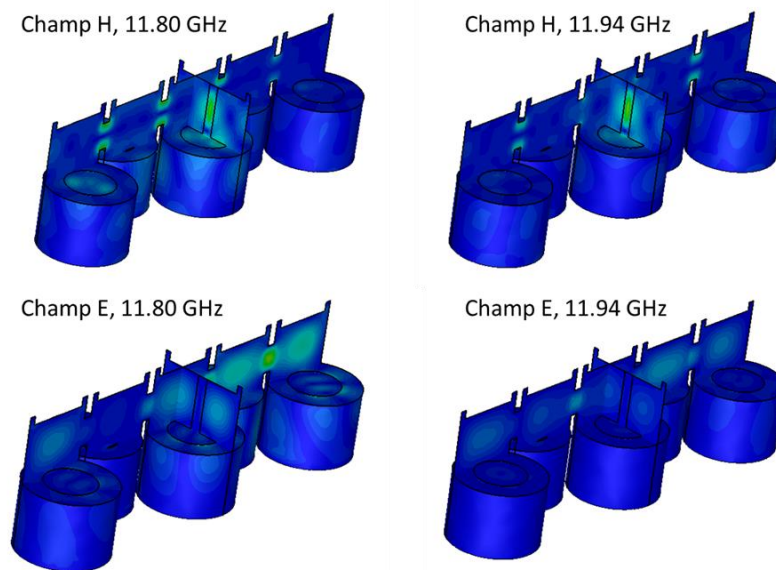


Figure 80 : Allure des champs électromagnétiques (iso-valeurs et iso-échelles) au sein du filtre, pour deux fréquences données

Dans l'objectif de réaliser un système d'actionnement pertinent pour les perturbateurs, on réalise ensuite une étude de sensibilité. Cette dernière va nous montrer que la position des perturbateurs doit être maîtrisée à  $\pm 5 \mu\text{m}$  pour obtenir une réponse stable et acceptable, tandis qu'une incertitude à  $\pm 50 \mu\text{m}$  ne nous permet pas de respecter une adaptation à 20 dB de manière assurée.

Le système d'actuation devant permettre une maîtrise précise de la position de l'insert, on décide de mettre au point une technique utilisant un ressort de compression, montré Figure 81. Ce système permet un réglage de la position initiale du perturbateur à l'aide de la première vis, puis un réglage fin de sa position pour obtenir les états de réglage supérieurs à l'aide de la seconde. Le ressort de compression garantit la stabilité de la position ainsi obtenue. Le choix des filetages est lié à l'étude précédente, une incertitude de position de  $\pm 5 \mu\text{m}$  correspondant dans ce cadre à une incertitude de  $\pm 1/16^{\text{ème}}$  de tour de vis sur les filetages M5 utilisés.

Le ressort permet en outre d'absorber l'effort de compression et d'éviter un endommagement du perturbateur au cours du réglage. On a par ailleurs ajouté un léger chanfrein sur l'extrémité du perturbateur afin de lui permettre de s'insérer aisément dans le ressort.



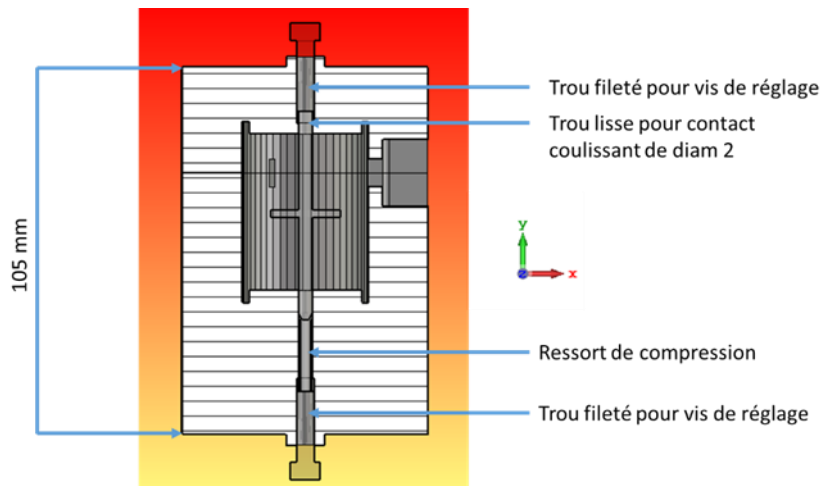


Figure 81 : Vue en coupe du système d'accord et de la cavité

#### IV.6.2. Réalisation pratique du filtre

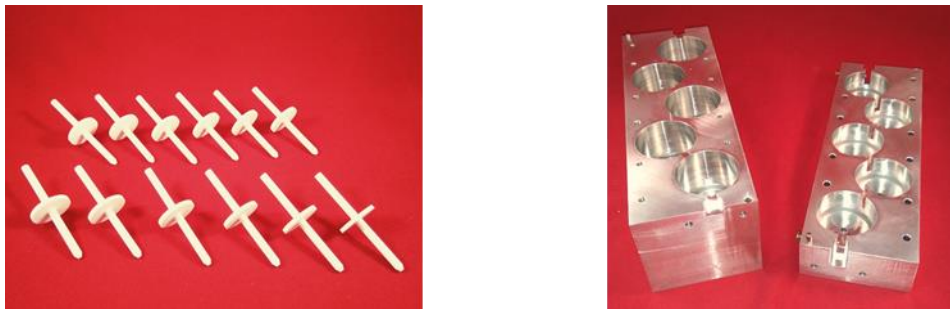


Figure 82 : Photographie du filtre accordable  $TE_{012}$  réalisé et de ses inserts diélectriques

Le filtre est réalisé, en deux exemplaires, par usinage traditionnel dans un bloc d'aluminium. Les perturbateurs sont réalisés par un prestataire, en alumine ( $\epsilon_r = 9,3$  ;  $\tan \delta = 5.10^{-4}$ ). En effet, on a pu constater lors de l'étude menée sur ce type de résonateur, lors du chapitre précédent, qu'une large majorité des pertes étaient liées aux surfaces métalliques. D'un point de vue pratique, il ne paraît donc pas pertinent d'utiliser une alumine de qualité supérieure sans une métallisation à l'argent de qualité optimale. Les dispositifs réalisés sont montrés Figure 82. La fabrication ne s'est pas avérée particulièrement problématique, si ce n'est pour l'usinage des gorges en fond de cavité, implantées afin d'élargir la fenêtre d'isolation modale. Du fait de la hauteur importante de la cavité, l'outil utilisé associé aux vibrations de l'usinage a en effet causé quelques imprécisions de fabrication sur cette partie des pièces. Il aurait pu être plus efficace ici de procéder avec un second plan de joint (au détriment d'éventuelles pertes qui seraient toutefois restées limitées avec ce mode  $TE_{012}$  à champ électrique azimutal) étant donné la configuration des champs, ou par électroérosion (solution toutefois beaucoup plus coûteuse).

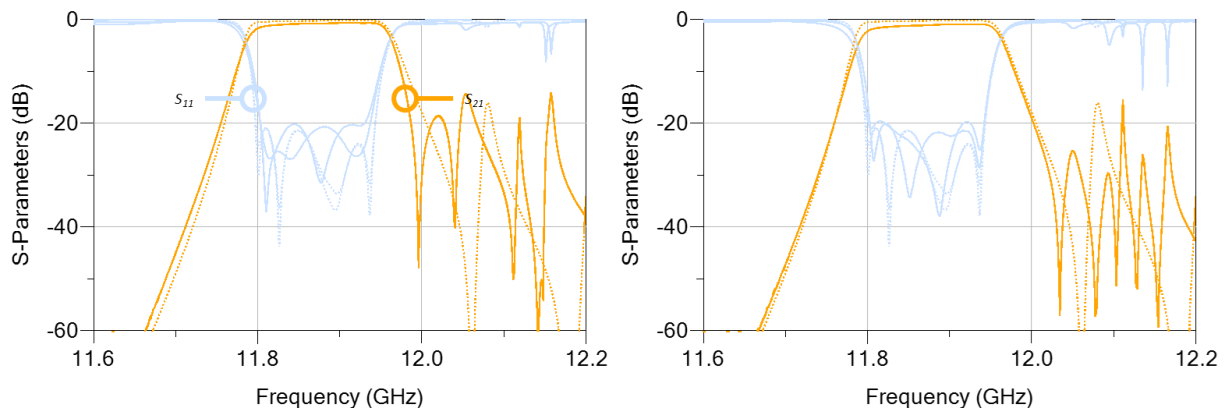


Figure 83 : Réponses mesurées (en traits pleins) et simulées (en pointillé) des filtres à l'état 0

La mesure des filtres identiques est réalisée à l'aide d'un montage parallèle sur un analyseur 4 ports, permettant l'acquisition de la réponse des deux filtres simultanément à des fins de symétrisation. Une fois l'étape de réglage effectuée, on mesure les réponses montrées en Figure 83, les paramètres d'intérêt sont regroupés Tableau 6.

Tableau 6 : Paramètres extraits de la réponse des filtres mesurés et simulés à l'état 0

| Paramètre  | Simulation | Filtre 1 | Filtre 2 |
|--|------------|----------|----------|
| <b>Fc (GHz)</b>  | 11,871     | 11,870   | 11,872   |
| <b>Bp équiondulation (MHz)</b>                               | 145        | 134      | 142      |
| <b>Pertes d'insertion (dB)</b>                               | 0,24       | 0,68     | 0,93     |
| <b>Adaptation (dB)</b>                                       | 20,00      | 19,95    | 19,63    |
| <b>Position du 1<sup>er</sup> zéro de transmission (GHz)</b> | 12,061     | 11,996   | 12,034   |

On constate, au cours de la phase de réglage, l'impossibilité de régler dans un état identique les deux filtres, à la fois sur la position des zéros de réflexion dans la bande du canal 1 et celle des zéros de transmission dans la bande du canal 2. Dans une configuration à coupleurs hybrides, cette réponse hors bande, au-delà d'impacter la sélectivité du filtre, est également cruciale dans l'adaptation du second canal, qui se construit par réflexion sur les filtres. L'obtention de réponses identiques est donc importante. On se livre donc à une série de rétro-simulations dans l'objectif de mieux comprendre ce phénomène.

Les retro-simulations sur une cavité seule nous amènent à identifier une paire de zéro de transmission existante à proximité du mode de travail (voir Figure 84). Le premier zéro, lié à la présence du mode  $TE_{013}$  et à une interaction destructive entre celui-ci et le mode de travail, se déplace en suivant le mode  $TE_{013}$  au fur et à mesure du déplacement de l'insert. Le second zéro, lui, se déplace dans le sens opposé. Bien qu'en l'absence de vue de champ, il soit difficile d'identifier l'origine de ce zéro, sa présence dans une cavité seule nous laisse à penser qu'il pourrait s'agir d'un mode dual, dont les composantes se recouperaient en opposition de phase avec le couplage à  $120^\circ$ .

En simulation, les zéros de transmissions issus des modes  $TE_{013}$  étaient, même à l'état 0, déjà éloignés de la bande passante du filtre. Du fait des tolérances de fabrication importantes, il semblerait que ce ne soit plus le cas en mesure, leur proximité perturbant fortement la réponse des filtres. On constate que leur position peut être réglée grâce à la position de l'insert, mais cette dernière permettant à la fois d'agir sur le mode  $TE_{013}$  et  $TE_{012}$ , nous sommes dans l'impossibilité de régler la réponse dans la bande et hors bande simultanément. L'implantation

d'un élément de réglage pour lequel seul un des deux modes serait sensible paraît compromis, la différence de répartition des champs entre ces derniers étant liée à la présence d'un lobe supplémentaire pour le mode  $TE_{013}$ , mais qui reste confiné dans l'insert. La seule solution pour atteindre de meilleures performances consiste donc à passer par une réalisation de qualité supérieure, avec des tolérances réduites. On pourrait également imaginer une forme plus organique [87] permettant d'isoler les deux modes, ce qui nous nécessite toutefois d'utiliser les possibilités offertes par la fabrication additive.

Les pertes d'insertions sont également bien plus élevées qu'en simulation. Afin de retrouver ces pertes, il faudrait prendre une conductivité équivalente de  $6 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$ . Bien évidemment, ces pertes sont en parties augmentées du fait de la proximité plus importante des zéros de transmission, mais il semblerait également que le métal utilisé présente une conductivité moins importante que prévu. Par ailleurs, les tolérances de fabrications importantes peuvent également impliquer des effets de désalignement importants, notamment dans les iris.

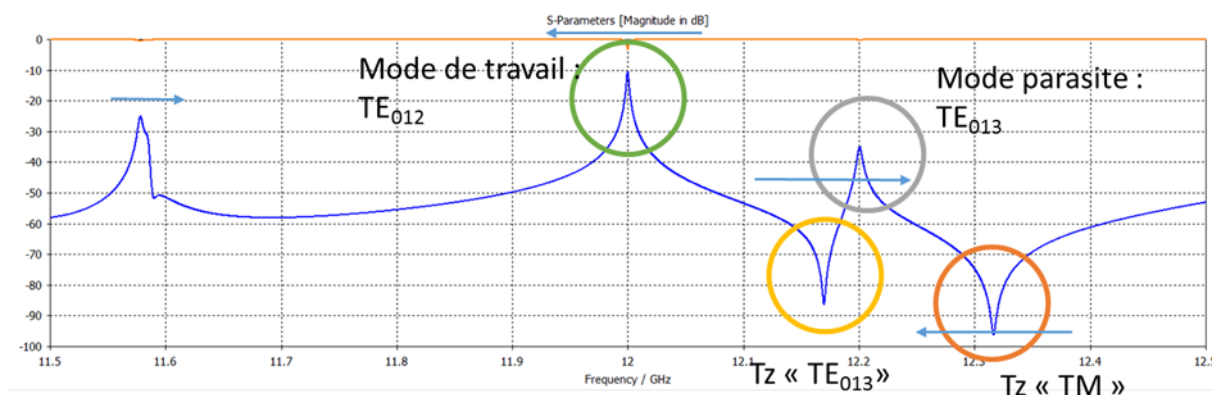


Figure 84 : Mode de travail et anti-résonances à proximité pour une cavité seule couplée à  $120^\circ$ , évolution en fonction de la position du perturbateur

Le filtre, bien qu'ayant des performances en deçà de nos attentes, peut néanmoins être utilisé dans un système de multiplexage accordable, la mesure d'une cavité seule, argentée, nous ayant par ailleurs démontré le potentiel du mode utilisé en terme de facteur de qualité. On réalise donc la mesure du dispositif aux états de réglage supérieurs (Figure 85). On vérifie ainsi qu'on est susceptible de faire varier la bande utile de 140 MHz à 20 MHz (représentée par le trait gras en rouge), de manière continue, en faisant varier la position des inserts de manière indépendante. Au cours de cette reconfiguration, on conserve un niveau d'adaptation supérieur à 18 dB et des pertes d'insertion stables. On constate également, sur les états de réglage les plus hauts, une disparité importante au niveau de la sélectivité haute fréquence. Si l'éloignement relatif des zéros de transmission par rapport au cas simulé peut être en partie tenu responsable, il est probable que ce comportement soit lié à une meilleure conservation des couplages inter-résonateurs du filtre qu'en simulation. En effet, on peut constater un pôle isolé à basses fréquences entraînant une importante remontée d'adaptation en simulation, tandis qu'en mesures, cette remontée d'adaptation est moins marquée. Les inserts sont donc probablement moins éloignés des iris de couplage dans les cas mesurés que dans le cas simulé à cet état, et ce afin de compenser la dérive en fréquence liée aux incertitudes de fabrication. A cette exception près, il est à noter qu'en terme de pertes comme de sélectivité, on observe logiquement les mêmes type d'écarts vis-à-vis de la simulation pour les états de réglage supérieurs que ce qui a déjà été constaté sur l'état initial.

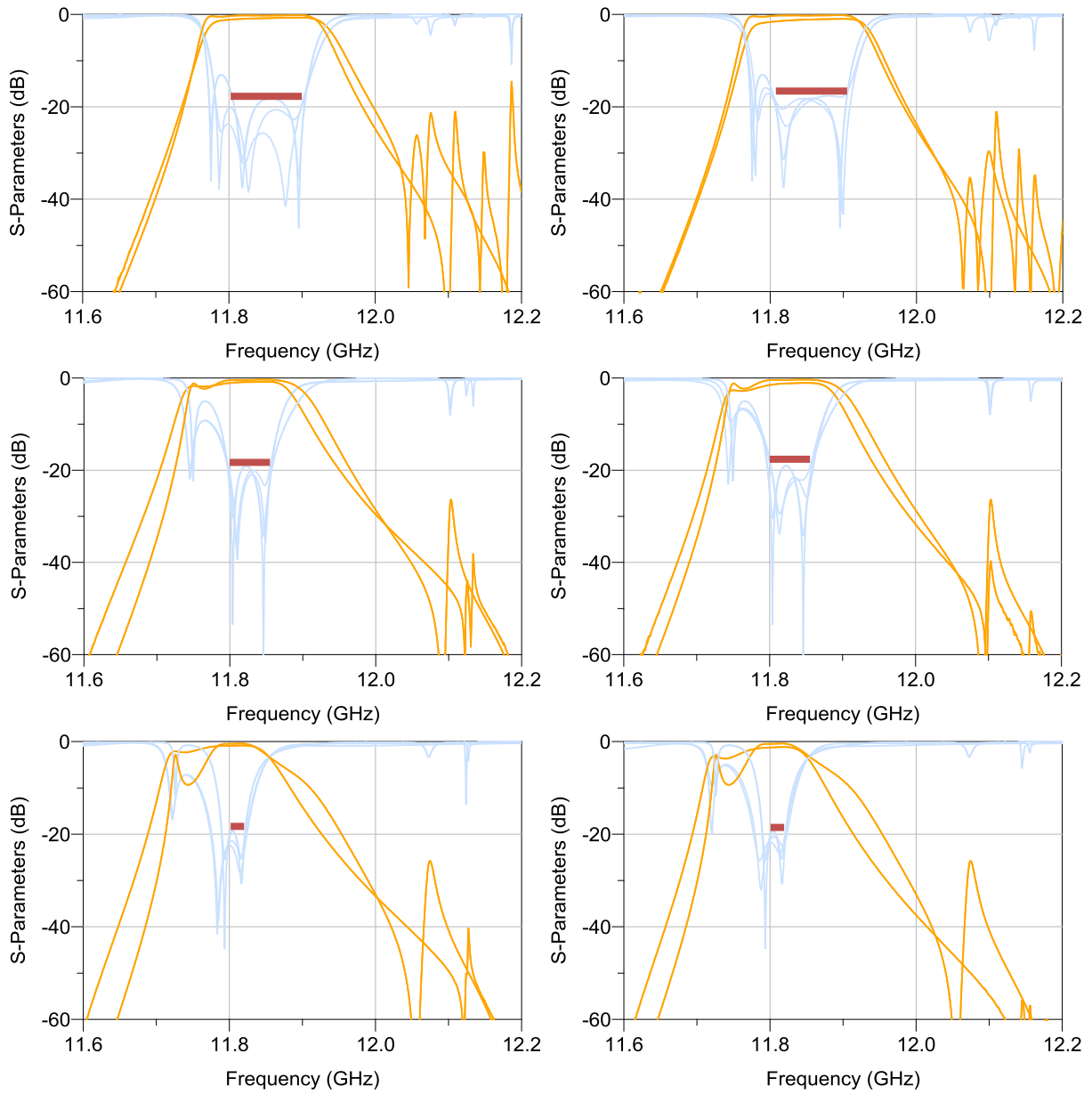


Figure 85 : Réponses des filtres réglés aux états 1,2 et 3, en traits pleins, et simulés au mêmes états, en traits pointillés.

## IV.7. Conclusion sur les dispositifs de filtrage

Au cours de ce chapitre, nous avons ainsi pu concevoir et mesurer de nombreux dispositifs de filtrage, dans l'optique de réaliser des fonctions de multiplexage accordables. Si certaines d'entre elles se sont avérées particulièrement fonctionnelles, d'autres ont montré un certain nombre de limites qui les rendent impropres à l'utilisation dans des fonctions de multiplexage efficaces.

Ainsi, les premières topologies étudiées, basées sur la déformation de matériaux souples, ont montré des limites importantes en terme de maturité technologique. Leur fort potentiel de reconfiguration en fait toutefois des pistes intéressantes à suivre dans une optique future.

Les techniques imaginées au chapitre précédent, utilisant une méthode de dépolarisation afin d'accorder des filtres en permettant la rotation de cavité rencontrent un obstacle majeur en terme d'encombrement et une discontinuité dans la fonction d'accord qui ne permet pas l'obtention d'un rapport entre bandes passantes minimales et maximales atteignables intéressant.

La matrice de couplage imaginée à partir des iris à grilles nous a démontré la difficulté existante lorsque l'on cherche à isoler parfaitement une cavité résonante d'une autre, et en quoi cette difficulté ferme, du moins temporairement, l'idée d'une matrice reconfigurable susceptible de présenter des fonctions à n-pôles, et le concept de multiplexeur accordable associé.

Ces techniques utilisant la polarisation de l'onde pour lui présenter des obstacles variés nous ont néanmoins inspiré une topologie fonctionnelle, celle des filtres accordables à ailettes. Les mesures d'une maquette préliminaire basée sur cette technologie nous ont cependant démontré la nécessité d'utiliser des techniques de réalisation plus efficaces afin de valider ce type de topologies que le maquetage rapide plastique mis en œuvre.

Enfin, les méthodes utilisant des inserts diélectriques visant à charger progressivement des modes de résonances pour obtenir des fonctions pseudo-passantes nous ont donné des résultats satisfaisants en mesure, en dépit d'une qualité de réalisation peu optimale. Ces techniques nous ont permis de réaliser des filtres susceptibles de présenter un fort facteur de qualité sur une bande d'accord étroite, ou un facteur de qualité plus faible sur une bande d'accord large.

Ainsi donc, ces topologies nous paraissent prometteuses, et nous allons, au cours du chapitre suivant, chercher à les intégrer dans des structures à coupleurs hybrides afin de réaliser les fonctions de multiplexage accordable visées.

## Chapitre V. Dispositifs de multiplexage accordables continument

Les dispositifs ayant été conçus au cours du précédent chapitre visent à être intégrés dans des fonctions de multiplexage, comme exposé dans le cahier des charges du chapitre 2. Au cours de ce second chapitre, deux hypothèses de travail avaient été avancées, la première consistait à réaliser des multiplexeurs accordables fonctionnant sur une topologie à coupleurs hybrides, tandis que la seconde visait à intégrer des filtres entièrement reconfigurables (fréquence centrale, bande passante et topologie) dans des systèmes à manifold couplés. Cette seconde méthode, prospective, nécessitait le développement de composants spécifiques, susceptibles d'isoler de manière efficiente deux cavités couplées ensemble afin d'effectuer cette tâche de reconfiguration. Les études que nous avons pu mener au cours du chapitre précédent ont montré les limites du composant imaginé pour réaliser cette isolation, sur lequel un travail important reste à mener. Dans le cadre de ces travaux de thèse, nous avons donc décidé de nous concentrer sur la première solution, plus robuste, afin de réaliser des multiplexeurs à bandes passantes accordables sur les deux plans de fréquence de travail choisis (17,3 – 20,2 GHz, transposé à 10,7 -12,75 GHz (17,4%) et 29,5 – 30,0 GHz, transposé à 11,8 – 12,0 GHz (1,68%)).

Pour sa mise en œuvre, la topologie à multiplexeurs hybrides (Figure 86) nécessite de concevoir des coupleurs hybrides de bande adaptées et des filtres d'entrée couvrant la gamme totale de fonctionnement, en plus des filtres accordables développés au cours du chapitre précédent. La conception de ces composants sera donc exposée dans un premier temps, pour chacun des deux cas d'application. La simulation des systèmes globaux sera ensuite présentée, ainsi que les mesures du système réalisé.

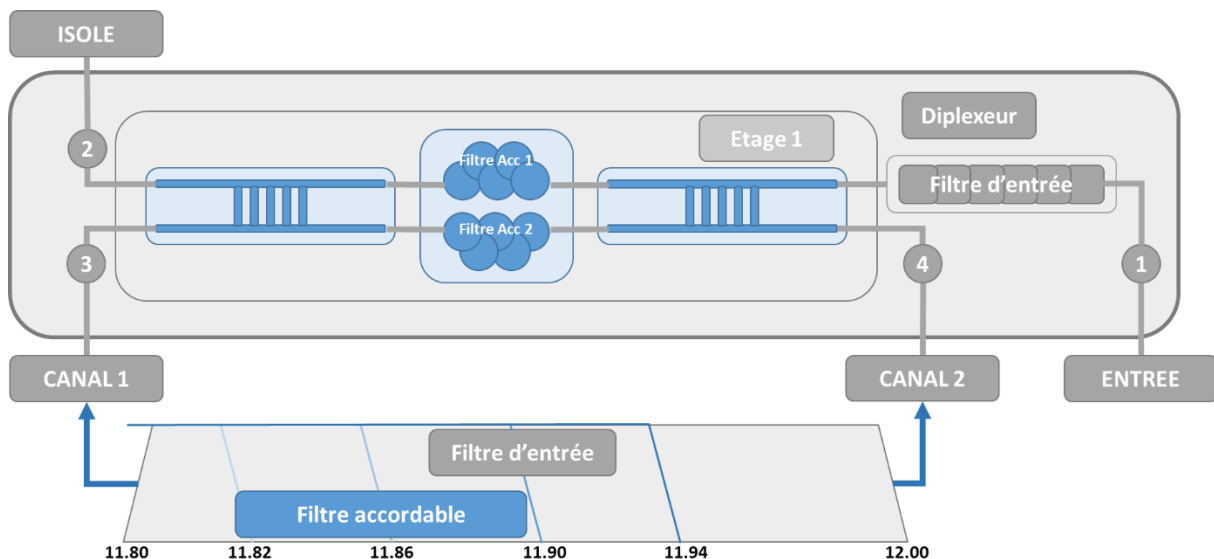


Figure 86 : Schéma de principe du diplexeur accordable à coupleurs hybrides

## V.1. Filtres d'entrée

Dans les deux cas d'application, le filtre d'entrée doit couvrir l'intégralité de la bande, présenter une sélectivité importante, ainsi que des pertes d'insertion minimisées. Pour l'application à bande étroite, nous avons donc décidé d'utiliser le mode de résonance  $TE_{011}$ , présentant un excellent facteur de qualité à vide, afin de réaliser une fonction de filtrage à 6 pôles. L'application large bande, elle, a été réalisée en utilisant des modes de résonance  $TE_{101}$  chargés à l'aide de perturbateurs diélectriques, associés afin d'obtenir également une fonction de filtrage d'ordre 6. Cette topologie permet de réaliser la bande large du filtre tout en maintenant un dispositif compact et pouvant être thermo-compensé à l'aide d'une alumine adaptée.

Dans le cadre du premier dispositif (Figure 87), on utilise des iris longs, couplés à  $90^\circ$  les uns des autres, dans lesquels on implante des vis de réglage afin d'anticiper les dérives dimensionnelles liées au processus de fabrication. D'autres vis de réglage sont également ajoutées au centre de chaque cavité, pour les mêmes raisons. On choisit d'utiliser des vis de diamètre assez conséquent, ces dernières étant disposées dans une zone où le champ électrique est nul. Les résultats de simulation obtenus sont satisfaisants et nous conduisent à réaliser une maquette du dispositif, en aluminium (Figure 88), les résultats comparés étant présentés Figure 89 et Tableau 7.

La prédiction des résultats de mesure est très correcte sur les paramètres de fréquence centrale, de bande passante de sélectivité et d'adaptation. On constate cependant un écart important au niveau des pertes d'insertions entre la simulation et la mesure, qui conduit à obtenir un  $Q_0$  extrait de 4000 au lieu des 6500 originellement prévus (valeur limitée en lien avec la conductivité de l'aluminium et des états de surface à l'issue de l'usinage). Une rétro-simulation nous permet d'estimer la conductivité équivalente qui serait nécessaire à l'obtention de telles pertes à environ  $10 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$ , ce qui paraît peu réaliste, même en tenant compte d'un état de surface présentant une forte rugosité.

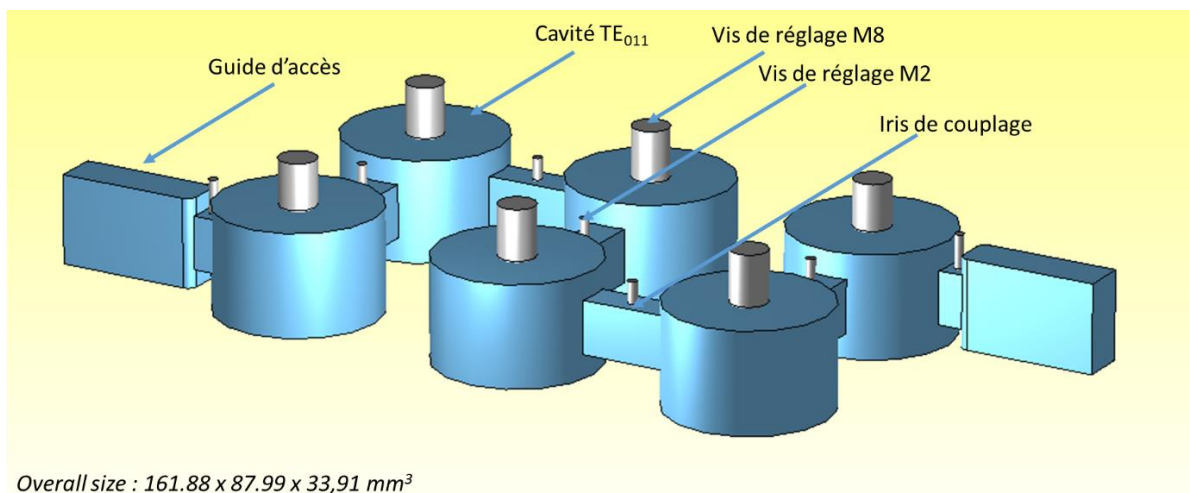


Figure 87 : Vue de conception du filtre d'entrée 1

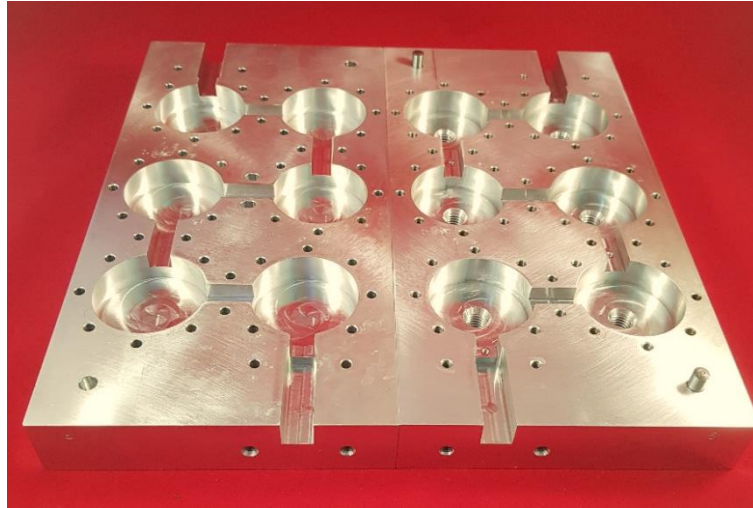


Figure 88 : Photographie du filtre d'entrée 1

Il est donc probable que des pertes supplémentaires soient venues s'ajouter au dispositif. On a notamment été amené à constater le jeu important des vis de réglages, conséquence des diamètres utilisés. Bien que la maquette ait été mesurée en maintenant ces dernières sous pression, afin d'optimiser le contact électrique, il est malgré tout possible que des courants de fuite soient générés à cet endroit, la faible conductivité de ces vis de réglage standards est probablement un des facteurs de cette dégradation. En raison des importantes dispersions dimensionnelles, les vis de réglage en laiton sont, de plus, également davantage enfoncées dans la cavité, ramenant des pertes métalliques supplémentaire, ce qui peut constituer un élément d'explication complémentaire. Nous avons donc réalisé un filtre fonctionnel, même si ses performances vont affecter celles du système complet, les pertes d'insertion du filtre d'entrée venant s'ajouter à l'ensemble des autres pertes.

Il est à noter que dans le cadre d'une application industrielle, ou à un niveau de développement plus avancé, la conception de ce type de dispositif ne devrait pas poser de soucis particuliers, étant donné la gamme de fréquence et la bande passante considérées. En effet, un certain nombre de produits plus compacts et présentant de meilleurs facteurs de qualité, notamment sur des modes  $TE_{11n}$  duaux existent d'ores et déjà au sein des catalogues constructeurs, fruits de décennies de développement sur des architectures fixes.

Le filtre du second dispositif en revanche, pose un défi technique un peu particulier, étant donné sa largeur de bande passante importante (17,4%). Afin d'obtenir des bandes passantes

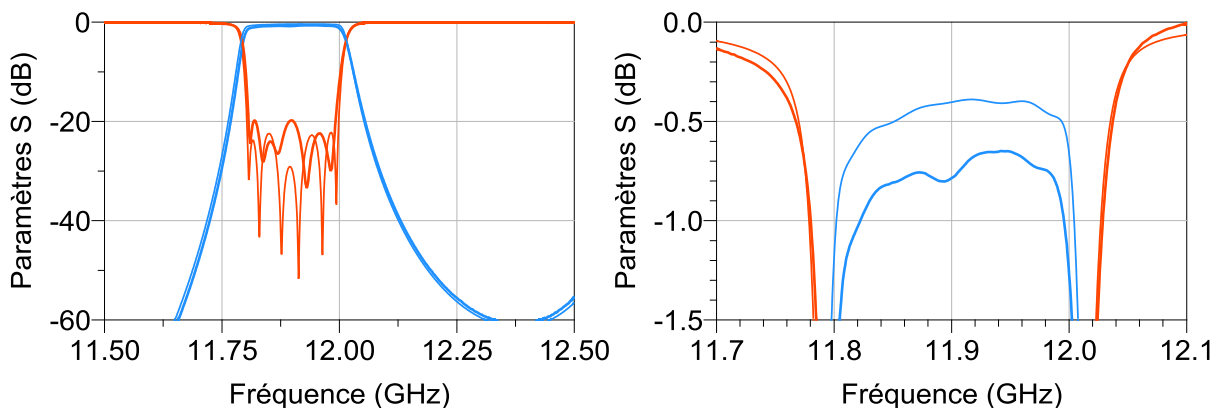


Figure 89 : Résultats de simulation (pointillés) et de mesure (traits pleins) du filtre d'entrée  $TE_{011}$



importantes tout en maintenant une bonne sélectivité, il est important d'utiliser des modes possédant d'ores et déjà une bonne isolation spectrale. L'utilisation du mode fondamental  $TE_{101}$  semble par conséquent tout indiquée. L'utilisation d'inserts diélectriques, au centre de la cavité, permet d'améliorer l'isolation, et donc la sélectivité du filtre, tout en implantant un élément de réglage post-fabrication. L'alumine, étant située dans un maximum de champ du mode  $TE_{101}$  et dans un minimum de champ du mode supérieur  $TE_{102}$  permet d'améliorer l'isolation de ces deux modes. L'utilisation d'une alumine très faibles pertes [90] permet ici d'obtenir cet effet sans augmenter de manière trop conséquente les pertes d'insertion, cette alumine pouvant également être remplacée par une alumine permettant la compensation en température des cavités. Cette architecture s'inspire bien évidemment du filtre accordable de même type réalisé au chapitre précédent.

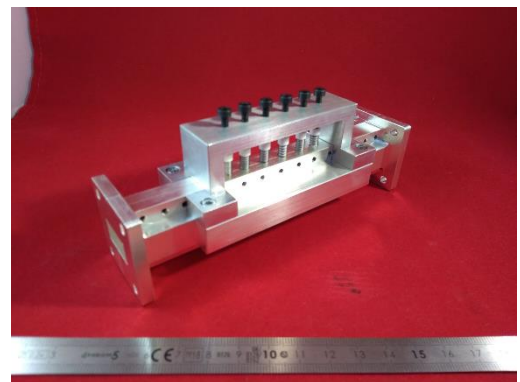
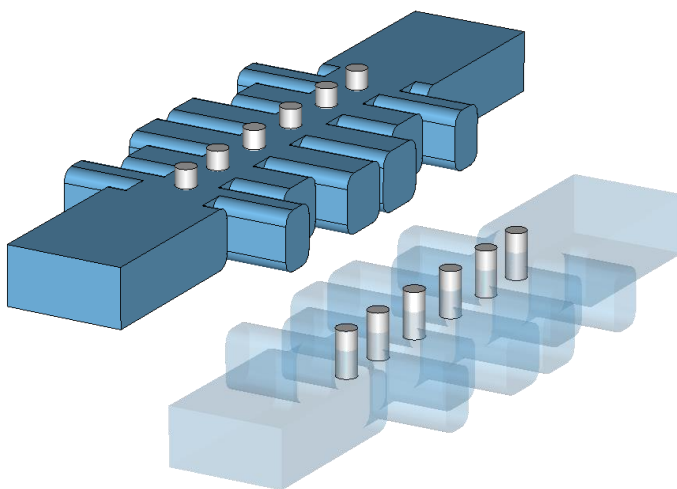


Figure 90 : Vue CAO et photographie du filtre large bande réalisé

Après une phase d'optimisation, on obtient le filtre montré sur la Figure 90. L'optimisation suit ici une stratégie particulière, adaptée à l'algorithme basé sur la méthode de gradients utilisée. Comme dans une optimisation traditionnelle, on optimise une dimension par cavité résonnante ainsi que les dimensions d'iris, afin de pouvoir contrôler l'ensemble des coefficients de la matrice de couplage : un paramètre électrique étant lié à l'ordre 1 à un paramètre géométrique ou physique. L'optimiseur cherche alors à satisfaire un certain nombre d'objectifs, fixés en particulier vis-à-vis du niveau d'adaptation dans la bande, il peut toutefois avoir des difficultés à déplacer en fréquence ou à élargir un filtre déjà adapté par exemple, car agir indépendamment sur chacun des paramètres conduit à dégrader sa fonction objective. En effet, pour réduire la valeur de cette fonction, l'optimiseur doit modifier de manière simultanée l'ensemble de ces paramètres, ce qu'il ne fait pas naturellement avec une méthode d'optimisation par gradients. Afin de contourner cette difficulté, on couple l'ensemble des paramètres faisant varier les fréquences et l'ensemble des paramètres contrôlant les coefficients de couplage ensemble, à travers deux variables. Les dimensions de chaque élément du filtre devenant déterminées par le produit d'une dimension propre à chaque élément et d'une de ces deux variables communes. A l'issue d'une phase d'optimisation rapide (une centaine de simulations sous CST Studio) on converge vers une réponse convenable, montrée (Figure 91).

Une maquette du dispositif (Figure 90) est alors réalisée, le corps du filtre étant manufacturé par usinage classique, puis métallisé à l'argent afin d'optimiser ses performances électriques. Les inserts diélectriques sont réalisés en alumine commerciale faibles pertes et un système utilisant des ressorts de compression est implanté sur le dessus du filtre, afin de permettre de contrôler indépendamment et avec précision leurs positions. Après réglage, on obtient les réponses montrées. Bien que les performances obtenues soient en accord avec le niveau de réalisation, on remarque toutefois une augmentation importante des pertes d'insertion pour les fréquences les plus hautes.

Après plusieurs rétro-simulations, les hypothèses de pertes induites par une conductivité ou par une tangente de pertes de valeurs plus importantes que prévues sont écartées. Une vue détaillée des champs électromagnétiques dans le filtre à ces fréquences hautes montre une concentration de ces derniers dans les iris de couplage inter-cavités, ces pertes supplémentaires peuvent donc être liées à un mauvais contact dans l'un de ces iris, ramenant des pertes supplémentaires par un effet résistif local. La dissymétrie des paramètres de réflexion à ces fréquences nous permet également de supposer une mauvaise adaptation des cavités situées aux extrémités du filtre, ce qui peut amener les pertes supplémentaires constatées. Le filtre ainsi obtenu présente des pertes d'insertion moyennes de 0,115 dB, équivalentes à un facteur de qualité à vide  $Q_0$  de 3000. Les résultats de mesure sont détaillés dans Tableau 7.

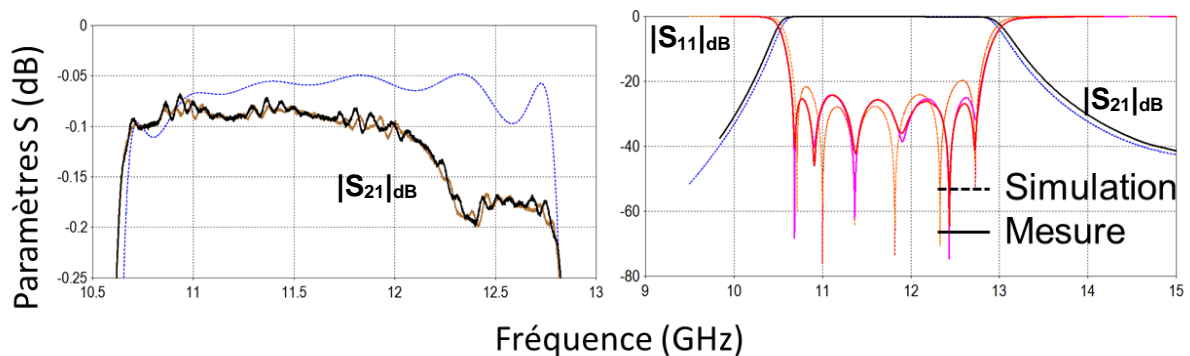


Figure 91 : Résultats de mesure et de simulation du filtre large bande réalisé

Tableau 7 : Résumé des propriétés des filtres d'entrée réalisés

| <b>Filtre d'entrée – Dispositif bande étroite</b> |   |                                    |
|---|---|------------------------------------|
| Grandeur  | Simulée ( $\sigma = 20 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$ )  | Mesurée                            |
| Fréquence centrale                                | 11,901 GHz  | 11,900 GHz                         |
| Bande-Passante (-20 dB)                           | 196 MHz<br>(11,803 – 11,999 GHz)  | 185 MHz<br>(11,807 – 11,992 GHz)   |
| Pertes d'insertion ( $f_c$ )                      | -0,39 dB  | -0,65 dB                           |
| Q moyen équivalent                                | 6500  | 4000                               |
| Sélectivité à - 50 MHz                            | 25 dB   | 26 dB                              |
| Sélectivité à +50 MHz                             | 19 dB   | 18 dB                              |
| <b>Filtre d'entrée – Dispositif bande large</b>   |   |                                    |
| Grandeur  | Simulée ( $\tan \delta = 1,5 \cdot 10^{-4}$ ;<br>$\sigma = 53 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$ ) | Mesurée                            |
| Fréquence centrale                                | 11,724 GHz  | 11,724 GHz                         |
| Bande-Passante (-20 dB)                           | 2,058 GHz<br>(10,695 – 12,753 GHz)  | 2,091 GHz<br>(10,649 – 12,786 GHz) |
| Pertes d'insertion (moy)                          | 0,069 dB  | 0,115 dB                           |
| Q moyen équivalent                                | 6000  | 3000                               |
| Sélectivité à - 500 MHz                           | 24,3 dB   | 23,8 dB                            |
| Sélectivité à +500 MHz                            | 13,4 dB   | 12,5 dB                            |

Une fois ces filtres d'entrée réalisés, l'étape suivante de la conception des duplexeurs à coupleurs hybrides consiste à réaliser les coupleurs eux-mêmes.

## V.2. Conception des coupleurs hybrides

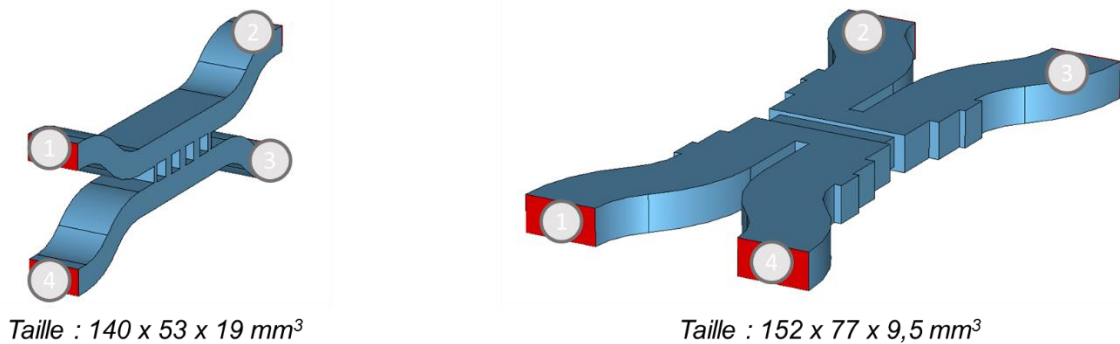


Figure 92 : Vue CAO des coupleurs Ladder-type (gauche) et Riblet (droite) réalisés

Les coupleurs hybrides sont, comme exposé au chapitre 2, des dispositifs octopôles susceptibles de séparer en deux parts égales un signal hyperfréquence issu de l'un de leurs ports sur une plage de fréquences donnée, tout en présentant un quatrième port isolé (lorsque les autres ports sont adaptés). Une seconde propriété amène ces dispositifs à présenter un déphasage relatif de  $90^\circ$  entre les ports sur lesquels le signal est transmis.

En technologie guide d'onde, plusieurs techniques permettent de réaliser ces composants ([60]–[64], [97]). Deux de ces technologies ont été mises en œuvre dans le cadre de ces travaux, la technologie branch-line (Figure 92, [62]), basé sur un principe interférométrique entre plusieurs chemins électriques différents, et la technologie Riblet-type (Figure 92, [61], [64]), basé également sur un principe interférométrique, entre plusieurs modes de propagation cette fois-ci.

La topologie Riblet-type est utilisée dans le cadre du diplexeur large bande, en raison de la capacité démontrée de ces topologies à atteindre des bandes passantes de fonctionnement élevées (22% de bande passante relative pour [98], par exemple). Pour ce faire, on implante dans le coupleur des modifications introduites en zone d'interaction des guides [64] permettant l'élargissement de la bande passante. En ce qui concerne la bande-passante étroite, on choisira d'utiliser la technologie Ladder-type, d'une part pour une facilité de réalisation des plans de joint, d'autre part car la présence de nombreux paramètres géométriques (i.e. la

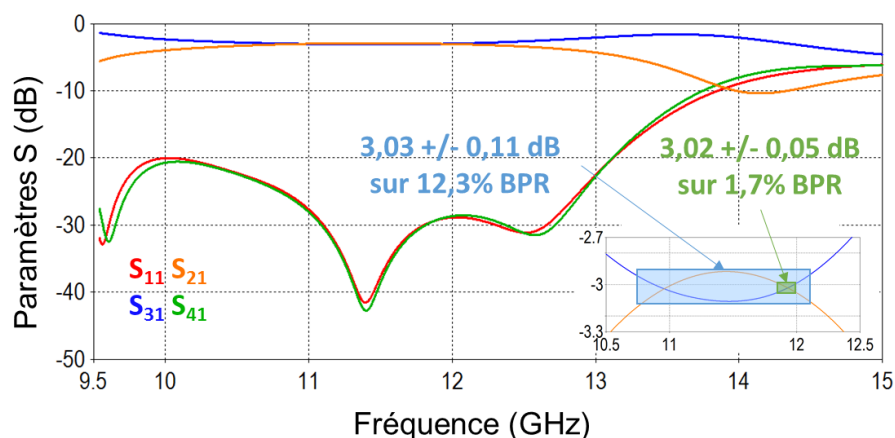


Figure 93 : Réponse du coupleur Ladder-type simulée et zones d'utilisation classique (en bleu) et alternative (en vert)

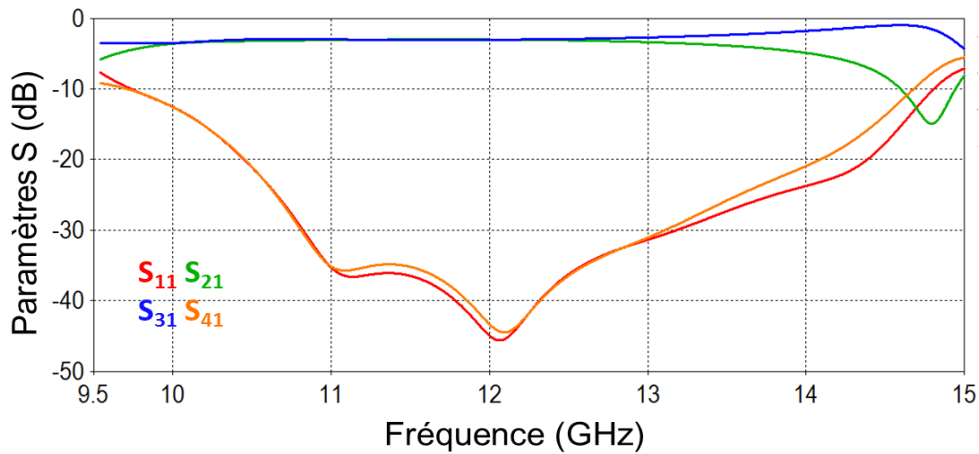


Figure 94 : Réponse du coupleur Riblet-type simulée

largeur et la position de chaque ligne quart d'onde reliant les deux guides principaux) permet une grande flexibilité dans l'adaptation personnalisée de la fonction de réponse. En effet, étant donné la largeur de bande passante totale du diplexeur (1,7%), en comparaison de la largeur de bande réalisable à l'aide de ce type de dispositif (38% pour [97]), il est préférable de pouvoir obtenir, sur une bande réduite, des performances optimales. Pour cela, on décide d'utiliser le coupleur Ladder-type dans une zone particulière de fonctionnement (voir Figure 93) ce qui permet d'avoir des transmissions les plus proches possible de la valeur nominale

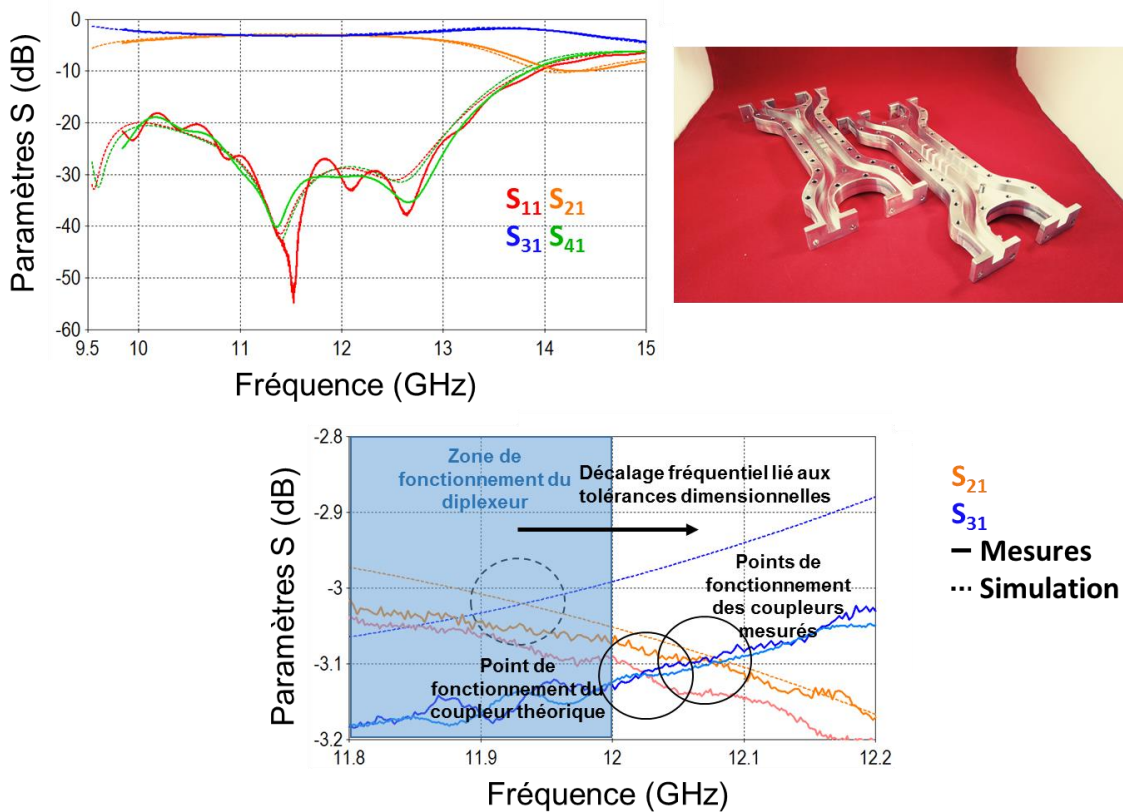


Figure 95 : Réponse du coupleur Ladder-Type mesurée, photographie du dispositif, détail de la zone de fonctionnement et des valeurs de couplage

de 3 dB, sur l'ensemble de la plage de fonctionnement. Cette zone permet également d'optimiser les valeurs d'isolation et d'adaptation, proches de 30 dB dans cette zone.

Une fois la conception de ces dispositifs achevée, on obtient les résultats présentés (Figure 93 pour le Ladder-Type, Figure 94 pour le Riblet-Type), on passe alors à la réalisation pratique du dispositif bande-étroite, le dispositif bande-large n'étant pas réalisé expérimentalement dans le cadre de cette étude. Cette réalisation expérimentale et les mesures associées des deux coupleurs sont présentées Figure 95. On constate une importante dérive fréquentielle du dispositif, qui amène le coupleur à s'éloigner de la zone de fonctionnement idéale qu'on avait imaginée utiliser. Le dispositif est néanmoins fonctionnel et va pouvoir venir s'inclure dans la topologie de multiplexage. Un bilan des coupleurs simulés et réalisés est présenté Tableau 8.

Tableau 8 : Résumé des propriétés des coupleurs réalisés

| Paramètre         | Riblet Type       | Ladder-Type       |                   |                   | Reconfigurable   |                  |
|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|------------------|------------------|
|                   | Simulation        | Simulation        | Mesure 1          | Mesure 2          | Simulation       | Mesure           |
| Bande passante    | 10,70 – 12,75 GHz | 11,8 – 12,0 GHz   |                   |                   | 13,5 – 14,5 GHz  |                  |
| Adaptation (dB)   | 26,2              | 28,9              | 26,9              | 29,3              | 23,9             | 18,4             |
| Transmission (dB) | 3,074<br>+/- 0,11 | 3,012<br>+/- 0,04 | 3,016<br>+/- 0,03 | 3,071<br>+/- 0,03 | 2,91<br>+/-0,05  | 2,84<br>+/- 0,13 |
| Couplage (dB)     | 3,084<br>+/- 0,09 | 3,029<br>+/- 0,04 | 3,186<br>+/- 0,03 | 3,153<br>+/- 0,03 | 3,32<br>+/- 0,06 | 3,78<br>+/- 0,22 |
| Isolation (dB)    | 26,2              | 28,6              | 30,4              | 29,9              | 24,3             | 19,4             |

Dans le cadre des travaux menés sur le diplexeur à coupleurs hybrides compact ([89]), utilisant des coupleurs Riblet-type, une problématique s'est également posée autour de la méthode de réglage post-fabrication des filtres. En effet, le dispositif, étant intégré, ne permet pas un réglage indépendant de chaque filtre, obligeant le concepteur à utiliser une méthode de réglage plus globale, moins usuelle et nécessitant l'utilisation d'un analyseur de réseaux 4 ports. Etant donné l'orientation des champs électriques dans le dispositif et en s'inspirant de la technologie SIW, il est cependant possible d'intégrer une possibilité de reconfiguration du coupleur à l'aide d'inserts métalliques traversant, disposés sur le chemin du signal afin de le guider vers l'une ou l'autre des sorties de manière exclusive. Un dispositif est donc conçu et réalisé en impression 3D (Figure 96), permettant de réaliser cette fonctionnalité.

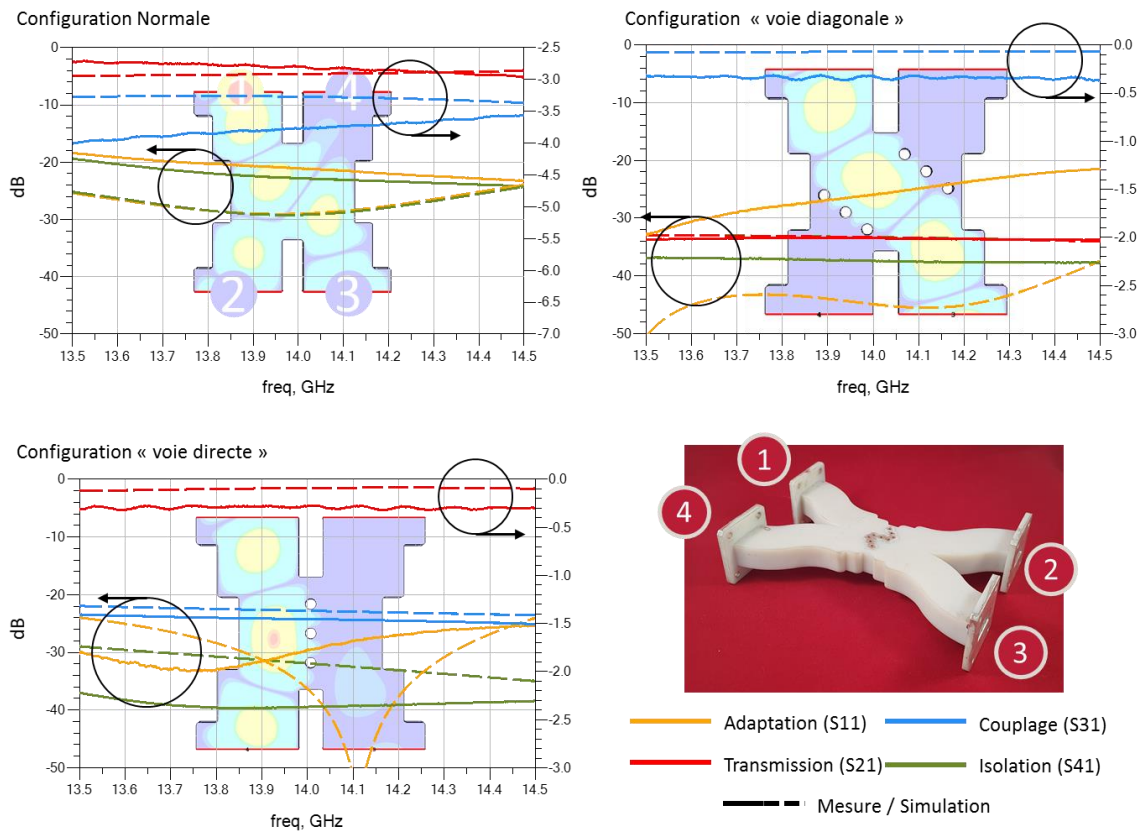


Figure 96 : Résultats de mesures et de simulation du coupleur reconfigurable dans ses différents états.

### V.3. Assemblage des dispositifs de multiplexage accordables

L'assemblage de l'ensemble des composants simulés est réalisé dans un premier temps à l'aide d'un logiciel de simulation de type circuit, via un chaînage des matrices S correspondantes à chaque composant. La matrice S obtenue de l'octopôle est donc une matrice comportant 16 paramètres, qu'il convient de détailler (Figure 97). On notera ainsi, pour l'ensemble des mesures ou des simulations de diplexeur présenté :

- La transmission des canaux, en rouge et en bleu. L'objectif est évidemment de faire tendre ces paramètres vers 0 dB dans les bandes d'intérêt, et d'être capable de faire varier la transmission de ces deux canaux en largeur ( $BW_1$ ,  $BW_2$ ) sur la bande totale ( $BW_T$ ). On utilise ces courbes pour relever les pertes d'insertion de chaque canal.
- L'adaptation en entrée, en orange, liée à l'adaptation du filtre d'entrée. Cette valeur doit être inférieure à 20 dB sur la totalité de  $BW_T$ .
- L'isolation en entrée, en violet, vis-à-vis du dernier port. Cette valeur doit être inférieure à 20 dB sur  $BW_T$  si les conditions de directivité de l'étage de filtrage accordable sont respectées, c'est-à-dire si les réponses des deux filtres accordables (qu'on appellera  $F_{acc1}$  et  $F_{acc2}$ ), sont égales.
- L'isolation entre les canaux, en jaune, devant être égale à 20 dB sur  $BW_T$ .
- La réjection des filtres accordables, en vert, proportionnelle à l'adaptation moyenne des filtres accordables (sur  $BW_1$ ) et devant être supérieure à 20 dB dans cette bande.

- L'adaptation des filtres accordables, en beige, proportionnelle à la symétrie des réponses des filtres accordables (sur  $BW_T$ ). En tenant compte de l'imperfection des coupleurs, cette valeur, nulle sur des composants parfait, doit être supérieure à 20 dB.
- Enfin, la transmission diagonale  $S_{42}$  est équivalente à la transmission des filtres accordables du duplexeur.

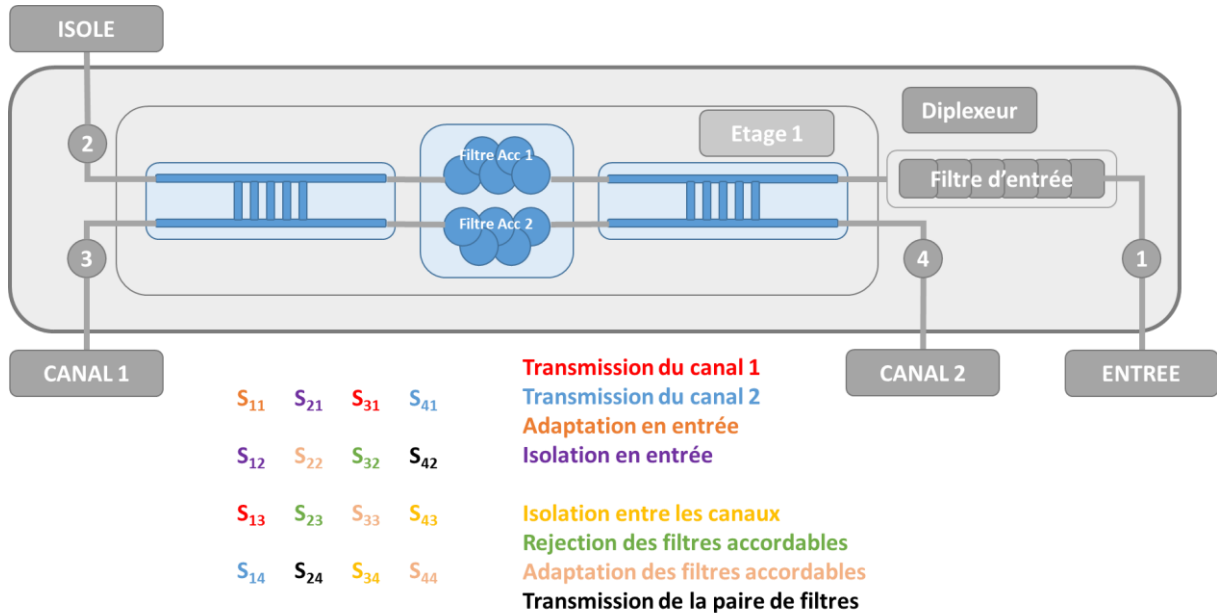


Figure 97 : Vue schématique d'un duplexeur accordable utilisant la méthode de multiplexage par coupleurs hybrides et définition des paramètres d'intérêt.

On trace donc l'ensemble de ces courbes pour le duplexeur bande étroite réalisé en simulation, voir Figure 98.

Les réponses des filtres simulés étant identiques, les paramètres d'adaptation des filtres accordables, d'isolation en entrée et d'isolation entre les canaux sont liés aux réponses des coupleurs et du filtre d'entrée. En particulier, on peut observer l'adaptation du filtre d'entrée sur le paramètre  $S_{43}$ , le signal issu du port 4 étant réfléchi vers le port 1 par les filtres symétriques et le coupleur, puis renvoyés à travers l'étage du duplexeur vers le port 3 par le filtre d'entrée. On observe également la réponse des filtres sur les paramètres  $S_{24}$  (transmission) et  $S_{32}$  (réflexion).

Dans ces simulations, on obtient, conformément à notre objectif, des canaux dont on peut faire varier la bande passante suivant la position des inserts diélectriques inclus. Les canaux sont ainsi susceptibles de varier d'une largeur de 157 MHz à 39 MHz pour le canal 1, et de 35 MHz à 113 MHz pour le canal 2, tout en conservant des pertes d'insertion de respectivement de 0,64 à 1,16 et de 0,64 à 0,81 dB, comme on peut le voir Figure 99. Ces bandes passantes sont prises à équidulation à -1 dB. On note toutefois la perte de 17 MHz de bande inutilisable entre les deux canaux dans la première configuration, cette valeur variant peu pour les états 2 (22 Mhz) et 3 (31,5 MHz) mais fortement sur le dernier état (48 MHz). Au vu de sa réponse particulièrement déformée, il conviendrait de limiter l'utilisation d'un tel duplexeur en excluant ce dernier état. La largeur de cette bande perdue est liée à la sélectivité des filtres, qu'on pourrait améliorer en utilisant à priori une fonction quasi-elliptique. Cette dernière option apparaît comme étant indispensable dans l'idée de transférer cette topologie vers un multiplexeur 4 canaux.



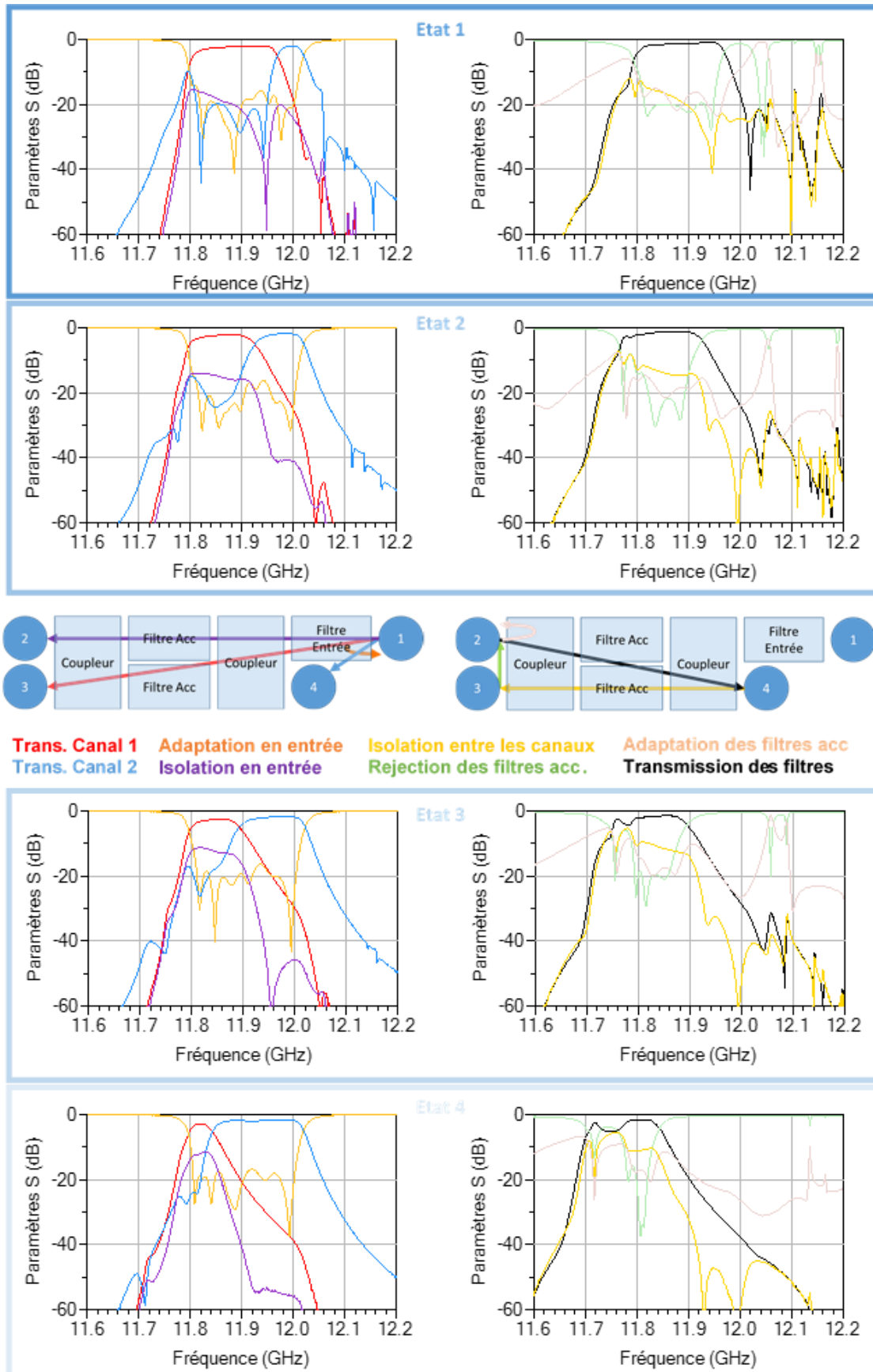


Figure 98 : Paramètres S obtenus par simulation (CST et ADS) pour le diplexeur bande étroite. De haut en bas, différents états de réglages (de 1 à 4) du dispositif accordable.

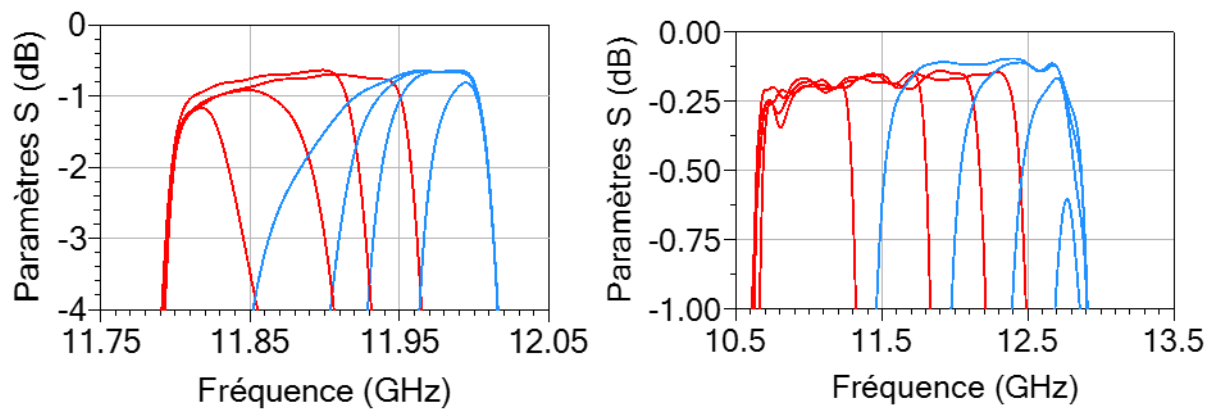


Figure 99 : Evolution des bandes passantes des canaux en fonction du mouvement de translation, pour les duplexeurs bande étroite (gauche) et large bande (droite).

On réalise la même opération avec le multiplexeur large bande. Cette fois-ci, les composants ont toutefois été simulés dans des conditions optimales de réalisation, avec une conductivité de  $53 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$  pour les parois métalliques et une tangente de pertes de  $2 \cdot 10^{-5}$  pour l'alumine.

On obtient ici également un duplexeur présentant deux canaux de largeur variable allant de 1,719 à 0,619 GHz pour le premier et de 0,115 à 1,239 pour le second, comme montré Figure 99. Les bandes passantes étant prises à équidulations de 0,2 dB. Les pertes d'insertion sont bien moins importantes sur ce dispositif large bande avec des valeurs allant de 0,145 à 0,167 dB pour le premier canal, et de 0,604 à 0,097 dB pour le second. On peut constater, comme pour le premier dispositif, que la configuration extrême (la première en l'occurrence) conduit à dégrader fortement les pertes d'insertion sur un canal, en raison d'une largeur de bande trop faible comparée à la bande de garde. Les résultats détaillés sont présentés Figure 100.

On observe le caractère fortement bruité de la réponse hors de la bande de fonctionnement du dispositif, lié à la dégradation de la réponse des coupleurs dans cette zone. En effet, on a conçu les coupleurs pour être opérationnels sur la totalité de la bande 10,70 – 12,75 GHz, mais leurs propriétés hybrides (déphasage relatif de  $90^\circ$  et transmission équivalentes) ne sont pas valables en dehors de cette zone. Un compromis doit donc être réalisé entre d'une part la largeur de bande des coupleurs, et donc le domaine de validité de ces propriétés, et d'autre part le respect de ces propriétés idéales dans la bande utile, notamment en terme d'ondulation.

Il faut également noter les pertes d'insertion largement inférieures sur ce second dispositif, notamment en raison des pertes réduites des différents composants sur ces largeurs de bande considérées, mais également en raison du degré de réalisation supérieur simulé prenant en compte l'utilisation d'alumines très faibles pertes et d'une métallisation à l'argent. Cette métallisation à l'argent n'ayant pu être réalisée sur la maquette du premier dispositif, les simulations de ce dernier prennent en effet pour référence une valeur de conductivité de  $20 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$  pour l'aluminium usiné.

La sélectivité relativement plus importante des filtres conduit également à limiter la bande passante inutilisable entre les deux canaux, qui varie entre 292 et 355 MHz, soit 14,2 – 17,3 % de la bande totale. Un tel dispositif, en dépit de son encombrement important, s'avère donc capable de proposer une fonction de duplexage accordable et permettant de reconfigurer les bandes passantes affectées à chaque canal dans de larges proportions. Virtuellement, on peut également projeter ce type de réponse sur des dispositifs 3, voir 4 canaux en chaînant les éléments entre eux (Figure 102).

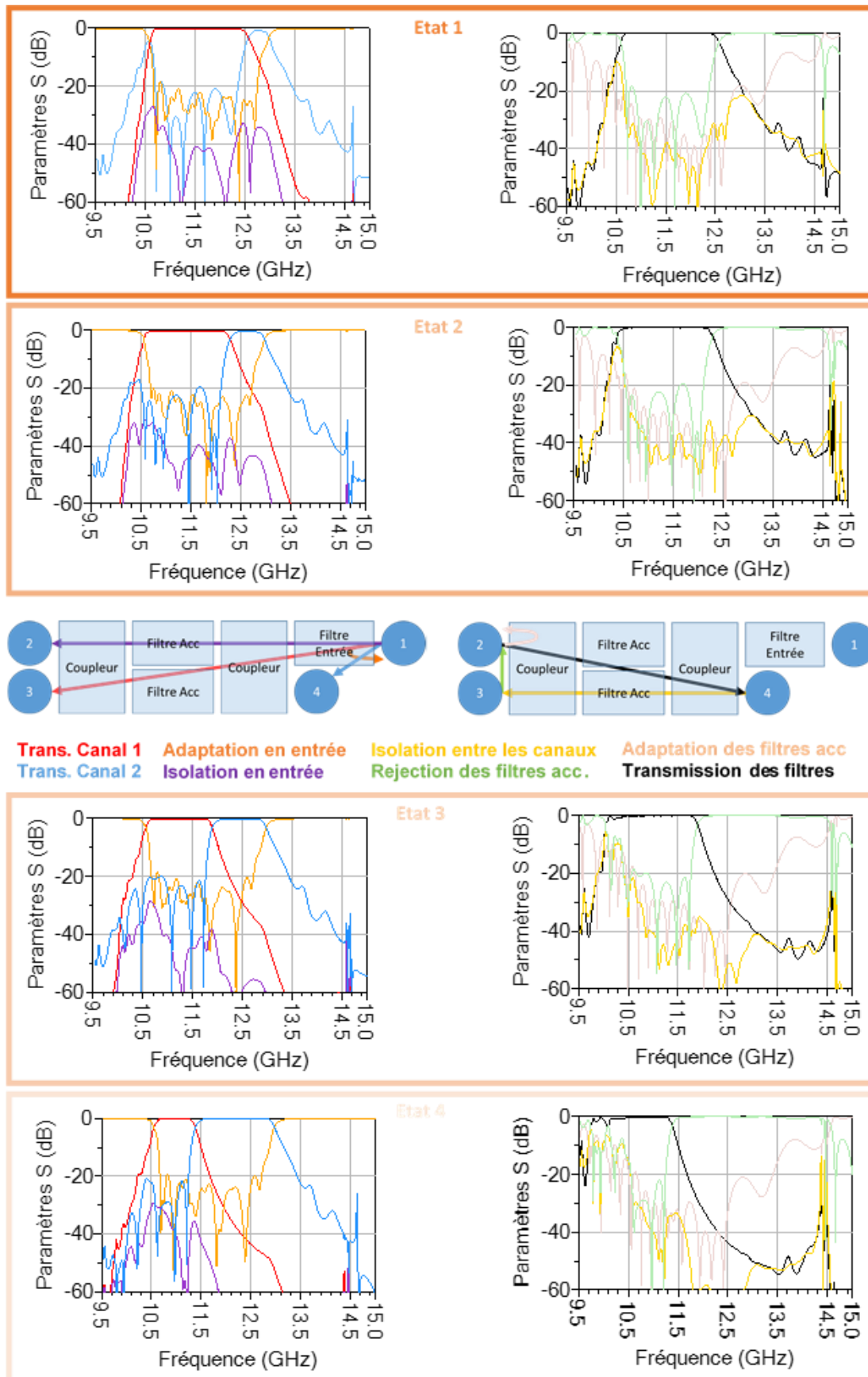


Figure 100 : Paramètres S obtenus par simulation pour le diplexeur bande large. De haut en bas, différents états de réglages (de 1 à 4) du dispositif accordable.

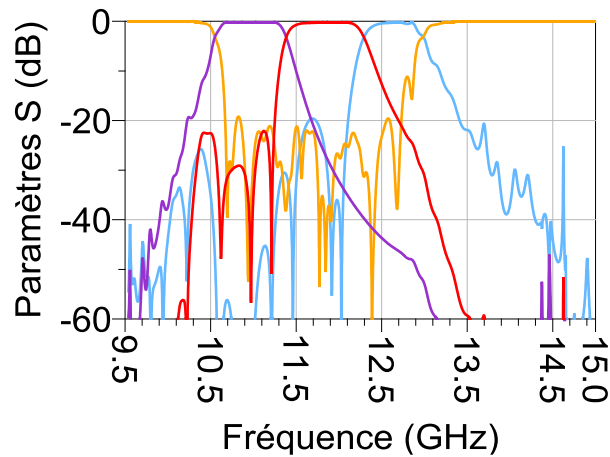


Figure 102 : Transposition du cas de simulation à un tripleur large bande

Le dispositif bande-étroite, réalisé en pratique, est monté, réglé et mesuré dans ses différents états de fonctionnement (Figure 101, Figure 103). Le dispositif s'avère susceptible de réaliser des bandes passantes accordables de 145 à 37 MHz pour le premier canal, et de 42 à 161 MHz pour le second canal. En raison des très importantes pertes d'insertion constatées (de 2,21 à 2,99 dB pour le premier canal et de 1,83 à 2,16 dB pour le second), ces bandes passantes sont mesurées pour une équiuondulation de 1,5 dB. L'ensemble des mesures du dispositif sont comparées dans le Tableau 9.

Le dispositif s'avère particulièrement complexe à régler, différentes méthodes pouvant être mise en œuvre afin de minimiser les pertes d'insertion et leur dégradation au cours du processus de réglage. Les filtres, tout comme les coupleurs, sont particulièrement dissymétriques en raison de leurs conditions de fabrication (avec des incertitudes de fabrication de l'ordre de +/- 100  $\mu\text{m}$ ). Ainsi, si l'on simule une structure en prenant le même fichier de mesure pour chacun des filtres accordables et des coupleurs (cas d'une symétrie parfaite), on obtient des pertes d'insertion réduites à 1,4 dB pour le premier canal, et à 1,5 dB pour le second, ce qui peut constituer un objectif.

La difficulté principale du réglage consiste à faire correspondre au mieux la position des zéros de transmission des fonctions de filtrage, qui viennent impacter les pertes d'insertion du second canal en réflexion, et les zéros de réflexion de ces mêmes fonctions, qui viennent impacter les pertes d'insertion du premier canal, en transmission cette fois.

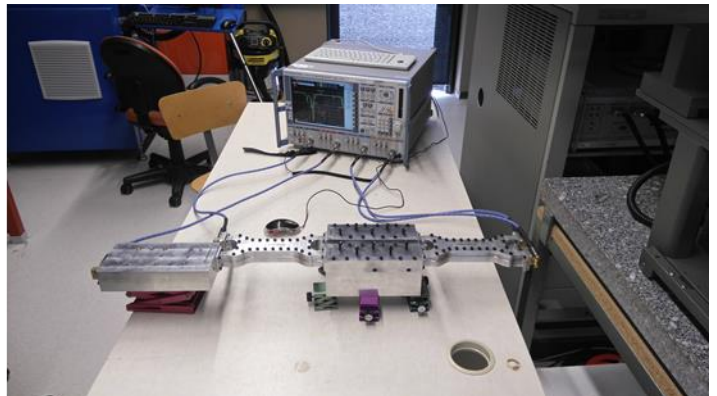
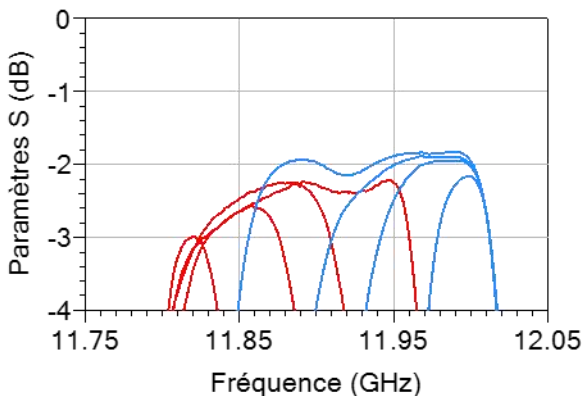


Figure 101 : Pertes d'insertion pour chaque canal mesuré en fonction de l'état de réglage et photographie du duplexeur accordable réalisé

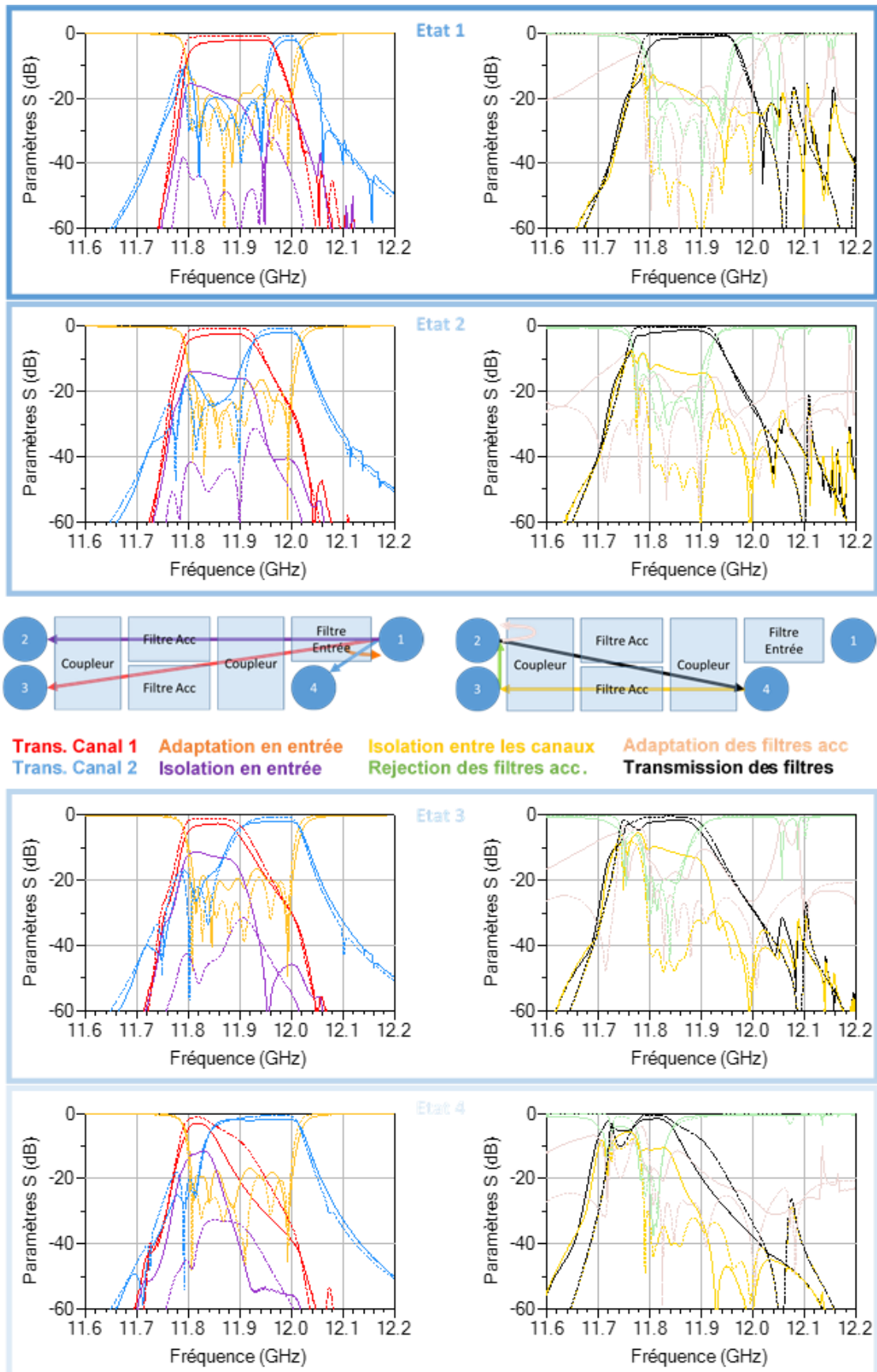


Figure 103 : Paramètres S obtenus en mesure pour le diplexeur bande étroite. De haut en bas, différents états de réglages (de 1 à 4) du dispositif accordable.

Tableau 9 : Bilan des fonctions de duplexage accordable réalisées

| Paramètre                        | Simulation Bande étroite | Mesure Bande étroite | Simulation Large bande |
|----------------------------------|--------------------------|----------------------|------------------------|
| <b>Etat 1</b>                    |                          |                      |                        |
| Bande-Passante 1                 | <b>155 MHz</b>           | <b>145 MHz</b>       | <b>1,719 GHz</b>       |
| Pertes d'Insertion 1             | 0,69 dB                  | 2,21 dB              | 0,145 dB               |
| Bande-Passante 2                 | <b>35 MHz</b>            | <b>42 MHz</b>        | <b>0,115 GHz</b>       |
| Pertes d'Insertion 2             | 0,81 dB                  | 2,16 dB              | 0,604 dB               |
| Bande Inutilisée                 | 17 MHz                   | 11 MHz               | 0,292 GHz              |
| Bande Totale                     | 207 MHz                  | 198 MHz              | 2,126 GHz              |
| Transmission Entrée – Port isolé | 32,2 dB                  | <b>15,29 dB</b>      | 26,8 dB                |
| Adaptation Entrée                | 18,87 dB                 | 13,97 dB             | 18,7 dB                |
| <b>Etat 2</b>                    |                          |                      |                        |
| Bande-Passante 1                 | 120 MHz                  | 106 MHz              | 1,470 GHz              |
| Pertes d'Insertion 1             | 0,64 dB                  | 2,25 dB              | 0,140 dB               |
| Bande-Passante 2                 | 66 MHz                   | 78 MHz               | 285 MHz                |
| Pertes d'Insertion 2             | 0,64 dB                  | 1,94 dB              | 0,167 dB               |
| Bande Inutilisée                 | 22 MHz                   | 21 MHz               | 355 MHz                |
| Bande Totale                     | 208 MHz                  | 205 MHz              | 2,110 GHz              |
| Transmission Entrée – Port isolé | 31,3 dB                  | <b>14,08 dB</b>      | 30,9 dB                |
| Adaptation Entrée                | 19,85 dB                 | 16,36 dB             | 20,1 dB                |
| <b>Etat 3</b>                    |                          |                      |                        |
| Bande-Passante 1                 | 91 MHz                   | 80 MHz               | 1,132 GHz              |
| Pertes d'Insertion 1             | 0,92 dB                  | 2,57 dB              | 0,155 dB               |
| Bande-Passante 2                 | 86 MHz                   | 108 MHz              | 0,693 GHz              |
| Pertes d'Insertion 2             | 0,65 dB                  | 1,89 dB              | 0,111 dB               |
| Bande Inutilisée                 | 32 MHz                   | 20 MHz               | 310 MHz                |
| Bande Totale                     | 209 MHz                  | 208 MHz              | 2,135 GHz              |
| Transmission Entrée – Port isolé | 31,5 dB                  | <b>11,32 dB</b>      | 28,5 dB                |
| Adaptation Entrée                | 19,19 dB                 | 16,64 dB             | 18,4 dB                |
| <b>Etat 4</b>                    |                          |                      |                        |
| Bande-Passante 1                 | <b>39 MHz</b>            | <b>37 MHz</b>        | <b>0,619 GHz</b>       |
| Pertes d'Insertion 1             | 1,17 dB                  | 2,99 dB              | 0,167 dB               |
| Bande-Passante 2                 | <b>113 MHz</b>           | <b>161 MHz</b>       | <b>1,239 GHz</b>       |
| Pertes d'Insertion 2             | 0,64 dB                  | 1,83 dB              | 0,097 dB               |
| Bande Inutilisée                 | 13 MHz                   | 14 MHz               | 299 MHz                |
| Bande Totale                     | 210 MHz                  | 212 MHz              | 2,157 GHz              |
| Transmission Entrée – Port isolé | 32,8 dB                  | <b>11,45 dB</b>      | 29,2 dB                |
| Adaptation Entrée                | 19,00 dB                 | 16,96 dB             | 19,3 dB                |

Comme exposé au chapitre précédent, les modes utilisés sur cette topologie font qu'il est impossible de régler séparément à la fois la position du mode  $TE_{012}$  et du mode  $TE_{013}$ , et donc de régler séparément à la fois l'adaptation des filtres et leur rejection, obligeant ainsi à réaliser un compromis entre les pertes d'insertion des deux canaux. Le canal en réflexion (canal 2) étant adapté en fonction de la symétrie de la réjection des filtres accordables, tandis que le canal en transmission, le canal 1, est lui adapté dans sa bande en fonction de la symétrie de l'adaptation des filtres accordables.

Dans l'objectif d'obtenir des réponses optimales, on réalise dans un premier temps le réglage sur les pertes d'insertion de chaque canal directement, en essayant de minimiser ces dernières, ainsi que sur l'adaptation d'entrée. Les résultats obtenus via cette méthode sont ceux exposés précédemment. Une autre option, utilisée dans le cadre du multiplexeur plastique montré dans le second chapitre, consiste à chercher à minimiser à la fois l'adaptation et la réjection des filtres accordables ( $S_{22}$ ,  $S_{33}$  et  $S_{32}$ ). Le paramètre d'adaptation étant lié à la symétrie des deux filtres, le paramètre de réjection à leur adaptation dans la bande considérée. Cette méthode présente des résultats intéressants (Figure 104) mais ne tient pas compte de la réjection hors bande des filtres, ce qui a pour conséquence de dégrader la réponse de l'autre canal (notamment dans l'état 1).

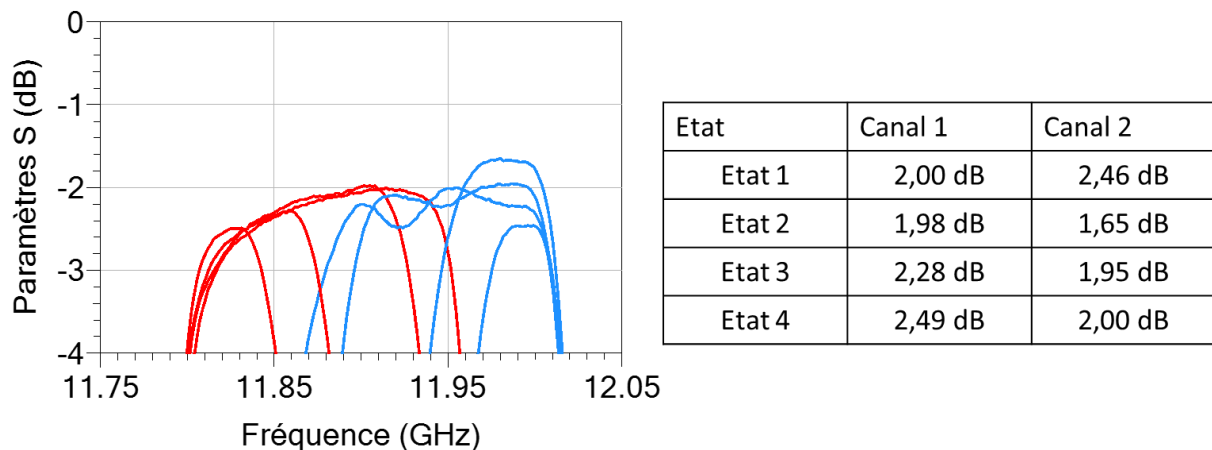


Figure 104 : Réglage alternatif du diplexeur mesuré

Bien qu'étant à même de réaliser une importante fonction d'accord en bande passante (avec un ratio de 3,9 et 3,8 pour chaque canal), le duplexeur réalisé montre de fortes pertes d'insertion, assez éloignées des prévisions réalisées en simulation. Au-delà de la qualité de réalisation des filtres, déjà soulignée dans le chapitre précédent, ce surcroît de pertes est notamment dû à la dissymétrie des filtres et aux tolérances de fabrications élevées qu'ils présentent. L'impossibilité de régler indépendamment la présence des zéros de transmission à proximité de la bande passante et les zéros de réflexion à l'intérieur de celle-ci amènent, de fait, cette dissymétrie qu'il est impossible de corriger par des moyens de réglage (pour cette topologie). Les coupleurs réalisés, éloignés de leur point de fonctionnement du fait, ici encore, de tolérances de fabrication élevées et de l'absence d'éléments de réglage, viennent accroître cette dissymétrie du système. Cette dernière s'observe en particulier sur le paramètre de transmission entre l'entrée et le port isolé (en rouge dans le Tableau 9).

La réalisation d'un tel dispositif, dans l'objectif de le rendre fonctionnel, nécessite donc d'impliquer des moyens de fabrication des composants à l'état de l'art, avec un effort tout particulier sur les tolérances de fabrication et sur l'implantation des moyens de réglage. Les zéros de transmission associés à la fonction de filtrage étant lié aux interactions entre les modes  $TE_{013}$  et  $TE_{012}$ , l'implantation d'un moyen de réglage susceptible de découpler ces deux modes peut s'effectuer au centre de la cavité, où le mode  $TE_{012}$  ne possède pas de maximum de champ électrique, contrairement au  $TE_{013}$ , sous la forme de plot métalliques par exemple. Il est également possible de venir affiner l'épaisseur du résonateur, il est possible d'éloigner vers des fréquences plus hautes le mode supérieur, améliorant ainsi l'isolation du dispositif. Cette dernière option reste cependant complexe à mettre en œuvre, en raison du rapport de forme du résonateur, dont l'épaisseur a déjà été minimisée. L'utilisation d'un tel dispositif de multiplexage sur des bandes particulièrement étroites, telles que celles-ci semble à affiner encore, en comparaison d'autres dispositifs existants déjà dans la littérature [36].

En particulier, la part relativement importante de bande passante perdue (aux alentours de 10%) via la bande de garde en utilisant ce type de topologie de multiplexage nécessite un effort particulier. La largeur de cette bande passante étant liée à la sélectivité des filtres accordables utilisés, une bonne solution peut consister à implanter des zéros de transmissions dans les fonctions de filtrage, sur la solution bande étroite comme en bande large. On peut imaginer, typiquement, adapter des méthodes développées sur des filtres fixes pour réaliser ces zéros de transmission tout en maintenant une structure en ligne [99], cette méthode paraissant cependant plus complexe à adapter sur le mode  $TE_{012}$  utilisé dans la topologie bande étroite.

Cette configuration par coupleurs hybrides semble cependant parfaitement adaptée pour les bandes plus larges, où le dispositif simulé démontre une capacité de reconfiguration en bande-passante très importante (un ratio de 2,78 pour un canal, de 10,77 pour le second). De plus, l'emploi de filtre large bande diminue l'impact des tolérances de fabrication sur la réponse de ces derniers, rendant théoriquement l'obtention de réponses de filtres symétrique plus simple. En dépit des pertes rajoutées par le système de multiplexage, on peut également constater que le dispositif conserve (dans des conditions idéales de fabrication) des pertes tolérables. Il est cependant difficile de comparer un tel dispositif avec d'autres, car il n'existe pas en l'état actuel de duplexeur accordable fonctionnant avec des bandes supérieures à 10% dans la littérature.



## Conclusion générale

---

Ces travaux de thèse ont visé à explorer et à proposer des solutions permettant d'implanter des composants de filtrage hyperfréquences accordables à forts facteurs de qualité dans des structures de multiplexage, en particulier pour des applications spatiales.

Ces recherches s'inscrivent dans un contexte particulier, celui de l'optimisation de l'attribution des ressources spectrales au cours de la mission, préalable nécessaire à de nombreux projets visant à rendre accessible des connexions internet haut débit par satellite et raccorder de nombreux usagers. En cela, ces travaux, portant sur la reconfiguration d'éléments de la chaîne de télécommunication du satellite parmi d'autres que sont les multiplexeurs, s'inscrivent dans un ensemble de recherche plus large touchant d'autres composants, comme les antennes ou les amplificateurs. Cette possibilité de réallouer les ressources une fois le satellite en orbite ouvre de nombreuses options d'un point de vue système, avec la reconfiguration de constellations en orbite basse, adaptant leurs caractéristiques sur un cycle de plusieurs jours, en fonction de leur position ou du cycle jour/nuit, ou, au contraire, des systèmes en orbite géostationnaires faisant évoluer l'allocation de leurs ressources au long terme en fonction de l'évolution des besoins, au sol, de leur clientèle.

Dans une moindre mesure, les technologies d'accordabilité permettent de réaliser un pas supplémentaire vers la transition industrielle d'un modèle à développement dédié, avec des pièces uniques conçues et produites pour des missions spécifiques, à un modèle standardisé où des modèles seraient produits à grande échelle et adaptés à la demande en fonction des missions du satellite. La réalisation de fonctions de multiplexage entièrement accordables permet par ailleurs de venir fusionner différentes problématiques que sont le réglage post-fabrication et la thermo-compensation, problématiques de longue date dans le monde du filtrage dont la résolution passe par la mise en œuvre de techniques visant à rattraper les dérives fréquentielles des filtres liées aux incertitudes dimensionnelles accumulées lors de leur fabrications ou aux changements de températures s'opérant une fois le satellite en orbite.

Historiquement, les premières technologies visant à adapter les réponses fréquentielles des filtres ont donc été mise en œuvre afin de répondre à ces deux problématiques. Ces dernières années, de nombreuses propositions ont émergées dans la littérature afin d'élargir le champ de la reconfiguration et de proposer des topologies de filtres reconfigurables susceptibles de s'intégrer dans les charges utiles du futur. Au cours du premier chapitre, nous avons ainsi dressé une synthèse comparative des différentes solutions envisagées et mises en œuvre par de nombreuses équipes de recherche de par le monde sur le sujet. Nous avons ainsi isolé deux méthodes physiques permettant d'accorder en fréquence des résonateurs hyperfréquences : la première solution impliquant une modification du volume de la cavité en rendant une de ses parois mobiles ou déformable, la seconde impliquant l'utilisation d'inserts, venant modifier la répartition et la structure des champs électromagnétiques au sein du résonateur. Nous avons ensuite poursuivi notre étude afin de déterminer les moyens mis en œuvre afin de modifier les coefficients de couplages en entrée/sortie et entre cavités adjacentes, ainsi que la manière dont ces filtres accordables ont été intégrés dans des structures de multiplexage complexes. On constate, à ce stade, le faible nombre de proposition et de réalisations sur des solutions de multiplexage accordables, en particulier avec des ratios de bande passante accordables importants, supérieurs à 1 :4. En analysant les différents filtres accordables réalisés dans la littérature, on constate la difficulté d'obtenir des fonctions

passer bande accordables dans de larges proportions en conservant des fonctions de filtrage usuelles.

Après avoir conclu à l'impossibilité d'obtenir de fortes reconfigurabilités sur des topologies de multiplexage à manifold couplés, telles qu'utilisées usuellement depuis de nombreuses années dans les multiplexeurs spatiaux de caractéristiques fréquentielles fixes, nous avons présentés deux options topologiques dans le second chapitre qui nous semblent permettre la levée des limites précédemment constatées. La première topologie utilise des filtres susceptibles d'exclure ou d'inclure de nouveaux résonateurs de leur fonction, permettant ainsi un accord du nombre de pôles de la fonction de filtrage, et donc de limiter la dérive en sélectivité liée à l'élargissement de la bande passante des filtres. La seconde topologie, plus robuste, vise à remettre au goût du jour une ancienne méthode de multiplexage basée sur une architecture à coupleurs hybrides en implantant des filtres pseudo passe-bande accordables en fréquence centrale en son sein. Ces pseudo-filtres, grâce aux propriétés de directivité de l'architecture, permettent de réaliser des opérations de soustraction permettant de séparer des bandes passantes accordables sans pour autant venir modifier la bande passante des filtres à proprement parler. Les récentes avancées de la fabrication additive permettent de plus d'imaginer des dispositifs compacts, permettant de limiter l'augmentation d'encombrement liés aux nombreux composants impliqués dans ce type d'architecture, ce que nous avons démontré à l'aide d'une maquette de diplexeur plastique.

Une fois ces objectifs topologiques fixés, nous nous sommes attachés à explorer différentes méthodes afin de concevoir les composants accordables, cavités, commutateurs, éléments de couplage accordables, nécessaires à leur mise en œuvre. La méthode la plus simple, utilisant les propriétés de déformation d'élastomères souples a été rapidement mise de côté en raison de sa faible maturité technologique. On s'est intéressé parallèlement à des méthodes mettant à profit la polarisation du champ électromagnétique pour concevoir des dispositifs intégrant des iris polarisants, ayant fait l'objet d'un dépôt de brevet, des structures groove-gap et des structures intégrant des ailettes. Les iris polarisant permettent notamment d'obtenir des coefficients de couplage variables, capables de passer d'une valeur négative à une valeur positive en s'annulant pour un angle déterminé. Ce composant, intégré dans une structure de filtre, s'avère essentiel pour réaliser la première topologie de multiplexage accordable envisagée, car il permet en isolant une ou plusieurs cavités de faire varier le nombre de pôles affecté à une même fonction de filtrage. Cette technique, basée sur un principe de dépolarisation, a inspiré plusieurs prototypes utilisant la technologie groove-gap afin d'obtenir des accords par dépolarisation. Cette technique groove-gap permet de décorrélérer le contact mécanique du contact électrique dans les systèmes, mais son utilisation reste limitée par l'encombrement largement augmenté lié à la structure périodique permettant d'obtenir le méta-matériau. Dans l'objectif de réaliser des accords en fréquence sur la base de ce principe de dépolarisation, une première méthode intégrant des iris à grilles a été rapidement remplacée par des iris à ailettes afin d'optimiser la variation en fréquence obtenue. Enfin, des dispositifs utilisant des inserts en alumine à faible tangente de pertes nous ont permis de réaliser un résonateur accordable bande étroite fonctionnant sur le mode  $TE_{012}$  et présentant, en mesure, un facteur de qualité supérieur à 27 100. Cette technique, mettant à profit des travaux interdisciplinaires précédemment menés dans le cadre d'une étude ANR en collaboration avec le laboratoire IRCER de Limoges est également utilisée pour accorder des cavités fonctionnant sur le mode  $TE_{101}$  et ainsi aptes à réaliser des fonctions plus large bandes. L'utilisation d'inserts en matériau diélectrique permet ainsi de réaliser une fonction d'accord en fréquence tout en

s'affranchissant des problématiques de contacts métal-métal particulièrement difficiles à contourner dans le cadre des dispositifs accordables.

Ces dispositifs ont ensuite été assemblés et utilisés conjointement dans les quatrième et cinquième chapitres afin de proposer des solutions de filtrage, puis de multiplexage accordables. L'obtention de fonction de filtrage accordable à l'aide d'iris polarisant se heurte aux faibles coefficients de couplages obtenus et à la difficulté de leur intégration mécanique à ces fréquences, ce qui nous amène néanmoins à produire une maquette de dispositif deux pôles intégrant un système à ailettes. L'impossibilité de couper totalement le couplage entre deux résonateurs adjacents nous a toutefois empêché de porter plus avant la première topologie de multiplexage accordable imaginée, ce qui nous a amené à recentrer nos travaux sur la seconde, plus robuste. Deux diplexeurs et les filtres associés ont donc été produits pour des cas d'applications large bande et bande étroite. L'un d'entre eux a conduit à l'élaboration d'une preuve de concept, réalisant un accord en bande passante de 1 à 4. En simulation, le dispositif large bande permet quant à lui d'obtenir des accords en bande passante de 1 à 11. Au-delà des difficultés pratiques de réalisation, qui nous ont amené à insister sur le caractère exigeant, en termes de qualité de réalisation, de ce type de dispositifs dont les propriétés de directivité sont basées sur la symétrie du système, on constate ainsi que cette technologie semble plus adaptée à des dispositifs de multiplexeurs accordables à faible nombre de canaux, en raison de l'importance relative de leurs bandes de garde, et opérant sur des bandes larges.

Ces travaux nous ont donc amené à conclure de la nécessité de sortir des topologies de multiplexages envisagées classiquement sur des dispositifs fixes, dans l'objectif de les rendre accordables. Repenser ces topologies conduit, certes, à concéder des reculs en termes de compacités et de pertes d'insertion par rapport à des dispositifs à l'état de l'art, fruit de 20 ans de développement industriel, mais l'ajout d'une nouvelle fonctionnalité, la reconfigurabilité, semble être à ce prix. Par ailleurs, les récentes avancées en terme de fabrication additive apparaissent comme susceptibles de compenser en partie l'augmentation du nombre de composants sur de tels systèmes. Nos travaux nous ont permis d'envisager un certain nombre de solutions dans ce domaine dont une part sont restées à des stades de développement embryonnaires, mais paraissent prometteuses. La possibilité de venir métalliser des matériaux déformables, typiquement, pourrait fournir un sujet d'études intéressant dans un futur proche au fur et à mesure que les technologies d'impression 3D, mais également 4D, gagneront en disponibilité. De même, la technologie à iris polarisant, bien que devant être transposée dans une bande de fréquence moins sensible mécaniquement, semble être à même de constituer une classe de composants permettant des systèmes matriciels reconfigurables. Dans une continuité plus évidente, le maquetage du second dispositif développé au cours du dernier chapitre devrait permettre de présenter un premier diplexeur accordable, large bande, et possédant des faibles pertes d'insertion.

## Publications

---

### Journaux internationaux avec comité de lecture :

1. Additive manufacturing of low cost and efficient microwave passive components  
*Etienne Laplanche, William Feurray, Johann Sence, Aurélien Périgaud, Olivier Tantot et al.*  
IET – Microwaves, Antennas & Propagation, 2017, vol. 11, no. 14, pp. 1997-2004
2. Review on recent advanced fabrication technologies and design of tunable cavity filters and multiplexers using mechanical actuation  
*Etienne Laplanche, Nicolas Delhote, Aurélien Périgaud, Olivier Tantot, Serge Verdeyme, Stéphane Bila, Damien Pacaud and Ludovic Carpentier.*  
Microwave Magazine (**Procédure de soumission en cours**)
3. Tunable low loss TE<sub>012</sub> resonator using dielectric perturbors  
*Etienne Laplanche, Olivier Tantot, Serge Verdeyme, Nicolas Delhote, Damien Pacaud and Ludovic Carpentier.*  
Microwave Components and Letters (**Procédure de soumission en cours**)

### Brevets :

1. Système Hyperfréquence Accordable  
*Damien Pacaud, Etienne Laplanche, Serge Verdeyme, Olivier Tantot, Nicolas Delhote, Stéphane Bila, Aurélien Périgaud, Ludovic Carpentier*  
(**Examen en cours**)

### Conférences internationales avec comité de lecture :

1. A Ku-Band duplexer based on 3dB directional couplers made by plastic additive manufacturing  
*Etienne Laplanche, Olivier Tantot, Nicolas Delhote, Aurélien Périgaud, Serge Verdeyme, Stéphane Bila, Dominique Baillargeat*  
European Microwave Conference, Oct 2017, Nuremberg, Germany
2. Plastic additive manufacturing for rapid and low-cost prototyping of passive hardware  
*Etienne Laplanche, Olivier Tantot, Nicolas Delhote, Aurélien Périgaud, Serge Verdeyme, Stéphane Bila, Dominique Baillargeat*  
International Workshop on Microwave Filters (7<sup>th</sup> IWMF), Apr 2018, Noordwijk, Netherlands
3. 3D Printed Ku-Band Compact Diplexer  
*Etienne Laplanche, Olivier Tantot, Aurélien Périgaud, Nicolas Delhote, Serge Verdeyme, Stéphane Bila, Damien Pacaud, Ludovic Carpentier*  
International Workshop on Microwave Filters (7<sup>th</sup> IWMF), Apr 2018, Noordwijk, Netherlands
4. Recent development in additive manufacturing of passive hardware and conformal printing  
*Etienne Laplanche, Anthony Delage, Ahmad Haidar, William Feurray, Johann Sence, Aurélien Périgaud, Olivier Tantot, Nicolas Delhote, Serge Verdeyme, Stéphane Bila, Ludovic Carpentier*  
European Microwave Conference, Oct 2018, Madrid, Spain

### **Journaux nationaux avec comités de lecture :**

1. Coupleurs microondes en guide rectangulaire en bande Ku par impression 3D plastique,  
*Etienne Laplanche, Olivier Tantot, Nicolas Delhote, Aurélien Périgaud, Serge Verdeyme, Bruno Barelaud, René-Phillipe Gramond.*

J3eA, **(Procédure de soumission en cours)**

### **Conférence nationales avec comité de lecture :**

1. Coupleurs microondes en guide rectangulaire par impression 3D

*Etienne Laplanche, Olivier Tantot, Nicolas Delhote, Serge Verdeyme, Bruno Barelaud, René-Phillipe Gramond.*

Journées pédagogiques du CNFM, Nov 2018, Saint-Malo, France.

2. Dipleur Compact en Bande Ku par Impression Plastique

*Etienne Laplanche, Olivier Tantot, Nicolas Delhote, Serge Verdeyme, Damien Pacaud, Ludovic Carpentier.*

XXIèmes Journées Nationales Microondes, May 2019, Caen, France

3. Coupleurs Hybrides Reconfigurables en Bande Ku

*Etienne Laplanche, Olivier Tantot, Nicolas Delhote, Serge Verdeyme, Damien Pacaud, Ludovic Carpentier.*

XXIèmes Journées Nationales Microondes, May 2019, Caen, France

### **Communication nationale :**

1. Comparaison de technologies de fabrication additive plastique pour la réalisation de coupleurs 3 dB pour multiplexeurs

*Etienne Laplanche, Olivier Tantot, Serge Verdeyme, Damien Pacaud, Ludovic Carpentier.*

Assemblée Générale GDR Ondes, Oct 2017, Sophia Antipolis, France.

2. Filtres micro-ondes à forts facteurs de qualités accordables continument

*Etienne Laplanche, Olivier Tantot, Serge Verdeyme, Damien Pacaud, Ludovic Carpentier.*

Journées Jeunes Chercheurs du CNES, Oct 2018, Toulouse, France.

### **Prix et distinctions :**

1. Prix de l'innovation

8<sup>e</sup> Workshop étudiant de l'institut de recherche XLIM

Finaliste régional Ma Thèse en 180 secondes

## Références bibliographiques

---

- [1] E. L. Eisenstein, *The Printing Press as an Agent of Change*. Cambridge: Cambridge University Press, 1980.
- [2] F. Webster, 'The Information Society Revisited', in *Handbook of New Media: Social Shaping and Consequences of ICTs*, 1 Oliver's Yard, 55 City Road London EC1Y 1SP: SAGE Publications, Ltd, 2002, pp. 22–33.
- [3] J. C. Maxwell, 'II. A dynamical theory of the electromagnetic field', *Proceedings of the Royal Society of London*, no. 13, pp. 531–536, 1864.
- [4] A. C. Clarke, 'Extra-terrestrial relays, Can rocket station give worldwide Radio Coverage?', *Wireless World*, vol. 10, 1945.
- [5] G. Maral and M. Bousquet, *Satellite communications systems: systems, techniques and technology*. John Wiley & Sons, 2011.
- [6] R. Prudent, 'Les satellites Google vus d'Afrique : « L'appétit vient en mangeant »', *L'Obs*, 14-Jun-2014.
- [7] R. Mehrotra, 'Regulation of Global Broadband Satellite Communications', ITU, Oct. 2011.
- [8] A. Bauer and S. Dumoulin, 'Très haut débit : alliance entre Eutelsat, Thales et Orange', *Les Echos*, 06-Apr-2018.
- [9] P. B. De Selding, 'OneWeb's Big Announcement Should Quiet Doubters', *SpaceNews*, 25-Jun-2015.
- [10] L. Grush, 'SpaceX just launched two of its space internet satellites — the first of nearly 12,000', *The Verge*, 22-Feb-2018.
- [11] P.-F. Mouriaux, 'Projet Kuiper : Amazon envisage sa propre constellation de satellites', *Air&Cosmos*, 09-Apr-2019.
- [12] Union internationale des télécommunications, *Measuring the Information Society Report 2017*. 2017.
- [13] R. Decourt, 'Satellites de télécommunications de demain : à quoi ressembleront-ils ?', *Futura Sciences*, 11-Jun-2018.
- [14] A. G. Roederer, H.-H. Fromm, and G. Berretta, 'A reconfigurable common spare for co-located direct television broadcasting satellites', 1984.
- [15] A.-W. Sargent, 'Payloads: Seeking the Holy Grail of Flexibility', *Via Satellite*, 01-Jan-2013.
- [16] C. E. Shannon, 'Communication in the presence of noise', *Proceedings of the IRE*, vol. 37, no. 1, pp. 10–21, Jan. 1949.
- [17] R. Decourt, 'Eutelsat Quantum, un satellite de télécommunications inédit', *Futura Sciences*, 14-Sep-2017.
- [18] C. Ernst, P. Angeletti, and F. De Paolis, 'Needs for Bandwidth Reconfigurable Filter Networks for Space Application', in *31st AIAA International Communications Satellite Systems Conference*, 0 vols, American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2013.
- [19] G. Weaver, G. Thomas, G. Cobb, and I. Morris, 'Agile Equipments for an Advanced Ku / Ka-Band Satellite', 2006.
- [20] R. I. Cameron and M. Yu, 'Design of manifold-coupled multiplexers', *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 5, pp. 46–59, Oct. 2007.
- [21] R. R. Mansour, F. Huang, S. Fouladi, W. D. Yan, and M. Nasr, 'High-Q Tunable Filters: Challenges and Potential', *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, no. 5, pp. 70–82, Jul. 2014.

- [22] M. Yu, B. Yassini, B. Keats, and Y. Wang, 'The Sound the Air Makes: High-Performance Tunable Filters Based on Air-Cavity Resonators', *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, no. 5, pp. 83–93, Jul. 2014.
- [23] W. D. Yan and R. R. Mansour, 'Tunable Dielectric Resonator Bandpass Filter With Embedded MEMS Tuning Elements', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 1, pp. 154–160, Jan. 2007.
- [24] F. Huang and R. R. Mansour, 'Tunable compact dielectric resonator filters', in *2009 European Microwave Conference (EuMC)*, 2009, pp. 559–562.
- [25] S. Fouladi, F. Huang, W. D. Yan, and R. R. Mansour, 'High-Q Narrowband Tunable Comblined Bandpass Filters Using MEMS Capacitor Banks and Piezomotors', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 1, pp. 393–402, Jan. 2013.
- [26] L. Pelliccia, F. Cacciamani, P. Farinelli, and R. Sorrentino, 'High-Q Tunable Waveguide Filters Using Ohmic RF MEMS Switches', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 10, pp. 3381–3390, Oct. 2015.
- [27] R. Stefanini, M. Chatras, A. Pothier, J. Orlianges, and P. Blondy, 'High Q tunable cavity using dielectric less RF-MEMS varactors', in *2009 European Microwave Conference (EuMC)*, 2009, pp. 1444–1447.
- [28] G. I. Panaitov, R. Ott, and N. Klein, 'Dielectric resonator with discrete electromechanical frequency tuning', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 11, pp. 3371–3377, Nov. 2005.
- [29] M. S. Arif, W. Irshad, X. Liu, W. J. Chappell, and D. Peroulis, 'A high-Q magnetostatically-tunable all-silicon evanescent cavity resonator', in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2011, pp. 1–4.
- [30] L. Catherinot *et al.*, 'A general procedure for the design of bulk acoustic wave filters', *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 21, no. 5, pp. 458–465, Sep. 2011.
- [31] M. E. Hassan, E. Kerherve, Y. Deval, J. B. David, D. Belot, and A. A. Shirakawa, 'Tunability of bulk acoustic wave solidly mounted resonators using passive elements: Concept, design and implementation', *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 21, no. 5, pp. 496–504, Sep. 2011.
- [32] M. A. Kunes and G. G. Connor, 'A Digitally Controlled Tunable High Power Output Filter For Space Applications', in *1989 19th European Microwave Conference*, 1989, pp. 681–686.
- [33] B. Yassini, M. Yu, and B. Keats, 'A Ka-Band Fully Tunable Cavity Filter', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 12, pp. 4002–4012, Dec. 2012.
- [34] C. Arnold, J. Parlebas, and T. Zwick, 'Reconfigurable Waveguide Filter with Variable Bandwidth and Center Frequency', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 8, pp. 1663–1670, Aug. 2014.
- [35] C. Arnod, J. Parlebas, and T. Zwick, 'Center frequency and bandwidth tunable waveguide bandpass filter with transmission zeros', in *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, 2015, pp. 1220–1223.
- [36] C. Arnold, J. Parlebas, R. Meiser, and T. Zwick, 'Fully Reconfigurable Manifold Multiplexer', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 10, pp. 3885–3891, Oct. 2017.

- [37] U. Rosenberg, D. Rosowsky, W. Rummer, and D. Wolk, 'Tunable Manifold Multiplexers - A New Possibility For Satellite Redundancy Philosophy', in *1988 18th European Microwave Conference*, 1988, pp. 870–875.
- [38] U. Rosenberg and M. Knipp, 'Novel tunable high Q filter design for branching networks with extreme narrowband channels at mm-wave frequencies', in *2005 European Microwave Conference*, 2005, vol. 2, pp. 4 pp.-.
- [39] U. Rosenberg *et al.*, 'Novel remote controlled dual mode filter providing flexible re-allocation of center frequency and bandwidth', in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2016, pp. 1–3.
- [40] U. Rosenberg, R. Beyer, P. Krauß, T. Sieverding, P. M. Iglesias, and C. Ernst, 'OMUX approach providing re-configuration of contiguous/non-contiguous channel allocations with variable frequencies and bandwidths', in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, 2016, pp. 536–539.
- [41] U. Rosenberg *et al.*, 'Reconfigurable doublet dual-mode cavity filter designs providing remote controlled center frequency and bandwidth re-allocation', in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, 2016, pp. 532–535.
- [42] B. Yassini, M. Yu, D. Smith, and S. Kellett, 'A  $\text{Ku}$ -Band High- $\text{Q}$  Tunable Filter With Stable Tuning Response', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 12, pp. 2948–2957, Dec. 2009.
- [43] U. Rosenberg, R. Beyer, P. Krauß, T. Sieverding, P. M. Iglesias, and C. Ernst, 'Advanced re-configurable DEMUX design providing flexible channel bandwidth re-allocations', in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, 2016, pp. 655–658.
- [44] C. Kwak, M. Uhm, and I. Yom, 'K-band tunable cavity filter using dual TE<sub>211</sub> mode', in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2017, pp. 256–259.
- [45] G. Basavarajappa and R. R. Mansour, 'Design Methodology of a Tunable Waveguide Filter With a Constant Absolute Bandwidth Using a Single Tuning Element', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 12, pp. 5632–5639, Dec. 2018.
- [46] J. R. M. Vaughan, 'Multipactor', *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 35, no. 7, pp. 1172–1180, Jul. 1988.
- [47] and J. P. Martinez, 'Analysis of Dielectric Resonators with Tuning Screw and Supporting Structure', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 33, no. 12, pp. 1453–1457, Dec. 1985.
- [48] D. Baillargeat, S. Verdeyme, M. Aubourg, and P. Guillon, 'CAD applying the finite-element method for dielectric-resonator filters', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 1, pp. 10–17, Jan. 1998.
- [49] J. Ossorio, J. Vague, V. E. Boria, and M. Guglielmi, 'Exploring the Tuning Range of Channel Filters for Satellite Applications Using Electromagnetic-Based Computer Aided Design Tools', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 2, pp. 717–725, Feb. 2018.
- [50] R. Beyer, P. Krauss, U. Rosenberg, and T. Sieverding, 'Compact Rx/Tx channel duplexer with tuning capability for integration in a 26GHz high capacity short haul radio equipment', in *33rd European Microwave Conference Proceedings (IEEE Cat. No.03EX723C)*, 2003, vol. 2, pp. 833–836 vol.2.
- [51] B. Lee, S. Nam, T. Lee, J. Lee, and C. Kwak, 'Ku-band frequency-tunable filter with 11:1 bandwidth tuning', in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, 2016, pp. 651–654.



- [52] M. Hoefft, A. Kronberger, and O. Bartz, 'Tunable Bandpass Filters for Multi-Standard Applications', in *German Microwave Conference*, 2008, pp. 1–4.
- [53] A. Périgaud *et al.*, 'Continuously Tuned Ku-Band Cavity Filter Based on Dielectric Perturbors Made by Ceramic Additive Manufacturing for Space Applications', *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 4, pp. 677–687, Apr. 2017.
- [54] N. Jolly, 'Filtres accordables volumiques à forts facteurs de qualité pour des applications spatiales', PhD Thesis, 2015.
- [55] S. Nam, B. Lee, C. Kwak, and J. Lee, 'A New Class of K-Band High-Q Frequency-Tunable Circular Cavity Filter', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 3, pp. 1228–1237, Mar. 2018.
- [56] F. Seyfert and S. Bila, 'General synthesis techniques for coupled resonator networks', *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 5, pp. 98–104, Oct. 2007.
- [57] W. Feuray, 'Multiplexeurs Accordables pour Application Spatiale', PhD Thesis, 2017.
- [58] U. Rosenberg, R. Beyer, P. Krauß, T. Sieverding, P. M. Iglesias, and C. Ernst, 'DEMUX (OMUX) Design with Inherent Switching Capability for Re-Allocation of Channels to Different Services', in *34th AIAA International Communications Satellite Systems Conference*, Cleveland, OH, 2016.
- [59] U. Rosenberg, R. Beyer, P. Krauss, T. Sieverding, P. Martin, and C. Ernst, 'Re-Configurable DEMUX Design for Flexible Re-Allocation of Transmission Bandwidths in High Throughput Satellite Applications', in *34th AIAA International Communications Satellite Systems Conference*, Cleveland, OH, 2016.
- [60] M. Surdin, 'Directive couplers in wave guides', *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part IIIA: Radiolocation*, vol. 93, no. 4, pp. 725–736, 1946.
- [61] H. J. Riblet, 'The Short-Slot Hybrid Junction', *Proceedings of the IRE*, vol. 40, no. 2, pp. 180–184, Feb. 1952.
- [62] J. Reed, 'The Multiple Branch Waveguide Coupler', *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 6, no. 4, pp. 398–403, Oct. 1958.
- [63] S. B. Cohn and R. Levy, 'History of Microwave Passive Components with Particular Attention to Directional Couplers', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, no. 9, pp. 1046–1054, Sep. 1984.
- [64] U. Rosenberg and W. Speldrich, 'A new waveguide directional coupler/hybrid type-favorably suited for millimeter wave application', in *2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.00CH37017)*, 2000, vol. 3, pp. 1311–1314 vol.3.
- [65] S. Ashley, 'Rapid prototyping systems', *Mechanical Engineering*, vol. 113, no. 4, p. 34, 1991.
- [66] F. Bos, R. Wolfs, Z. Ahmed, and T. Salet, 'Additive manufacturing of concrete in construction: potentials and challenges of 3D concrete printing', *Virtual and Physical Prototyping*, vol. 11, no. 3, pp. 209–225, 2016.
- [67] H. Liu, H. Zhou, H. Lan, and T. Liu, 'Organ regeneration: integration application of cell encapsulation and 3D bioprinting', *Virtual and Physical Prototyping*, vol. 12, no. 4, pp. 279–289, 2017.
- [68] S. L. Voon, J. An, G. Wong, Y. Zhang, and C. K. Chua, '3D food printing: a categorised review of inks and their development', *Virtual and Physical Prototyping*, vol. 14, no. 3, pp. 203–218, 2019.
- [69] H. W. Tan, T. Tran, and C. K. Chua, 'A review of printed passive electronic components through fully additive manufacturing methods', *Virtual and Physical Prototyping*, vol. 11, no. 4, pp. 271–288, 2016.

- [70] B. Liu, W. J. Chappell, and X. Gong, 'Applications of layer-by-layer polymer stereolithography for three-dimensional high-frequency components', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 11, pp. 2567–2575, Nov. 2004.
- [71] E. Laplanche *et al.*, 'Additive manufacturing of low cost and efficient proof of concepts for microwave passive components', *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 11, no. 14, pp. 1997–2004, 2017.
- [72] M. R., 'The State of 3D Printing 2019 : les professionnels ont davantage confiance dans l'impression 3D', *3Dnatives.com*, 28-May-2019.
- [73] G. Venanzoni, M. Dionigi, C. Tomassoni, and R. Sorrentino, 'Design of a Compact 3D Printed Coaxial Filter', in *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*, 2018, pp. 280–283.
- [74] M. Salek *et al.*, 'W-Band Waveguide Bandpass Filters Fabricated by Micro Laser Sintering', *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 66, no. 1, pp. 61–65, Jan. 2019.
- [75] A. H. Khalil *et al.*, '3-D pyramidal and collective Ku band pass filters made in Alumina by ceramic stereolithography', in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2011, pp. 1–4.
- [76] A. Perigaud, O. Tantot, N. Delhote, S. Verdeyme, S. Bila, and D. Baillargeat, 'Bandpass Filter Based on Skeleton-like Monobloc Dielectric Pucks Made by Additive Manufacturing', in *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*, 2018, pp. 296–299.
- [77] C. Carceller, F. Gentili, D. Reichartzeder, W. Bösch, and M. Schwentenwein, 'Development of monoblock TM dielectric resonator filters with additive manufacturing', *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 11, no. 14, pp. 1992–1996, 2017.
- [78] J. Gardan, 'Smart materials in additive manufacturing: state of the art and trends', *Virtual and Physical Prototyping*, vol. 14, no. 1, pp. 1–18, 2019.
- [79] S. S. Crump, 'Apparatus and method for creating three-dimensional objects', US5121329A, 1989.
- [80] H. E. Menhennett *et al.*, 'Apparatus and method for dispensing build material to make a three-dimensional article', US5717599A, 19-Oct-1994.
- [81] A. I. Dimitriadis *et al.*, 'Polymer-Based Additive Manufacturing of High-Performance Waveguide and Antenna Components', *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 4, pp. 668–676, Apr. 2017.
- [82] C. Guo, X. Shang, J. Li, F. Zhang, M. J. Lancaster, and J. Xu, 'A Lightweight 3-D Printed X-Band Bandpass Filter Based on Spherical Dual-Mode Resonators', *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 8, pp. 568–570, Aug. 2016.
- [83] M. Dionigi, C. Tomassoni, G. Venanzoni, and R. Sorrentino, 'Simple High-Performance Metal-Plating Procedure for Stereolithographically 3-D-Printed Waveguide Components', *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 11, pp. 953–955, Nov. 2017.
- [84] J. P. Harel, Ch. Person, and J. Ph. Coupez, 'Foam technology for integration of millimetre-wave 3D functions', *Electronics Letters*, vol. 35, no. 21, p. 1853, 1999.
- [85] C. Menudier *et al.*, 'Additive manufacturing of microwave antennas up to 60 GHz', in *2017 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 2017, pp. 1551–1554.

- [86] E. Laplanche *et al.*, 'A ku-band diplexer based on 3dB directional couplers made by plastic additive manufacturing', in *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, 2017, pp. 428–431.
- [87] P. Booth and E. V. Lluch, 'Enhancing the Performance of Waveguide Filters Using Additive Manufacturing', *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 4, pp. 613–619, Apr. 2017.
- [88] O. A. Peverini *et al.*, 'Integration of an SHS-Plane Bend, a Twist, and a Filter in Ku/K-Band Through Additive Manufacturing', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 5, pp. 2210–2219, May 2018.
- [89] E. Laplanche *et al.*, '3D Printed Ku-Band Compact Diplexer', in *International Workshop on Microwave Filters (7th IWMF)*, Noordwijk, Netherlands, 2018.
- [90] D. D. Marco *et al.*, 'Dielectric properties of pure alumina from 8GHz to 73GHz', *Journal of the European Ceramic Society*, vol. 36, no. 14, pp. 3355–3361, 2016.
- [91] 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.
- [92] P.-S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira, and E. Rajo-Iglesias, 'Local Metamaterial-Based Waveguides in Gaps Between Parallel Metal Plates', *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 84–87, 2009.
- [93] M. M. M. Ali, S. I. Shams, and A.-R. Sebak, 'Printed Ridge Gap Waveguide 3-dB Coupler: Analysis and Design Procedure', *IEEE Access*, vol. 6, pp. 8501–8509, 2018.
- [94] A. Tamayo-Dominguez, J.-M. Fernandez-Gonzalez, and M. Sierra-Perez, 'Groove Gap Waveguide in 3-D Printed Technology for Low Loss, Weight, and Cost Distribution Networks', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 11, pp. 4138–4147, Nov. 2017.
- [95] M. Rezaee and A. U. Zaman, 'Realisation of carved and iris groove gap waveguide filter and E-plane diplexer for V-band radio link application', *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Aug. 2017.
- [96] E. Pucci and P. Kildal, 'Contactless non-leaking waveguide flange realized by bed of nails for millimeter wave applications', in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, pp. 3533–3536.
- [97] R. Levy and L. F. Lind, 'Synthesis of Symmetrical Branch-Guide Directional Couplers', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 16, no. 2, pp. 80–89, Feb. 1968.
- [98] U. Rosenberg and K. Beis, 'Improved Narrow-Wall Short Slot Coupler Design Exhibiting Significant Increased Bandwidth and Low Cost Production', in *2001 31st European Microwave Conference*, 2001, pp. 1–4.
- [99] M. Guglielmi, P. Jarry, E. Kerherve, O. Roquebrun, and D. Schmitt, 'A new family of all-inductive dual-mode filters', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 10, pp. 1764–1769, Oct. 2001.

## Résumé

---

De nouveaux besoins dans le domaine des télécommunications par satellite ont amené les industriels du secteur à se pencher sur l'optimisation des ressources en créant des systèmes reconfigurables, capables d'adapter leur fonctionnement fréquentiel en cours de mission. Cette thèse s'intéresse plus particulièrement aux multiplexeurs et à la manière de les rendre agiles à travers les filtres qui les composent ainsi qu'une adaptation de leur architecture.

Dans un premier temps, le présent manuscrit dresse l'état de l'art des dispositifs accordables réalisés par les équipes de recherche du monde entier, avant de proposer des solutions mettant en œuvre une topologie de multiplexage à coupleurs hybrides. Dans un second temps, des études sont présentées portant sur une pluralité de concepts de cavités ou d'éléments de couplage accordables. Certains de ces concepts sont ensuite sélectionnés et assemblés afin de former des fonctions de filtrage et de multiplexage accordables. La dernière partie présente ainsi deux multiplexeurs accordables, l'un permettant une reconfiguration en bande étroite, l'autre en bande large, le premier ayant donné lieu à une réalisation expérimentale.

---

Mots-clés : multiplexage accordable, filtre accordable, coupleur hybride reconfigurable, cavité résonante, fort facteur de qualité, perturbateur diélectrique, fabrication additive

## Abstract

---

New needs in the field of satellite telecommunications have led manufacturers in the sector to focus on optimizing resources by creating reconfigurable systems able to adapt their operating frequency plan during the mission. This thesis focuses on multiplexers and how to make them agile through their architecture and the filters that compose them.

This manuscript starts by realizing the state of the art of tunable filtering devices through analysis of contributions made by research teams around the world. Based on this state of art, solutions to the problematic are proposed using a hybrid coupler multiplexing topology. Then studies are presented on various tunable cavities or coupling elements concepts. Some of these concepts have been selected and assembled to form tunable filtering and multiplexing functions. The last part thus presents two tunable multiplexers, allowing narrowband or broadband reconfiguration. An experimental realization has also been conducted on the narrowband version.

---

Keywords: tunable multiplexer, tunable filter, reconfigurable hybrid coupler, resonant cavity, high Q factor, dielectric perturber, additive manufacturing

