Thèse de doctorat

Université de Limoges

Université de Limoges

École Doctorale Sciences et Ingénierie pour l'Information, Mathématiques (ED 521)

Institut de Recherche Xlim, UMR CNRS n° 7252

Thèse pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Limoges
Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique et Photonique

Présentée et soutenue par
William Feuray

Le 22 décembre 2017

Multiplexeurs Accordables pour Application Spatiale

Thèse dirigée par Serge Verdeyme et Olivier Tantot

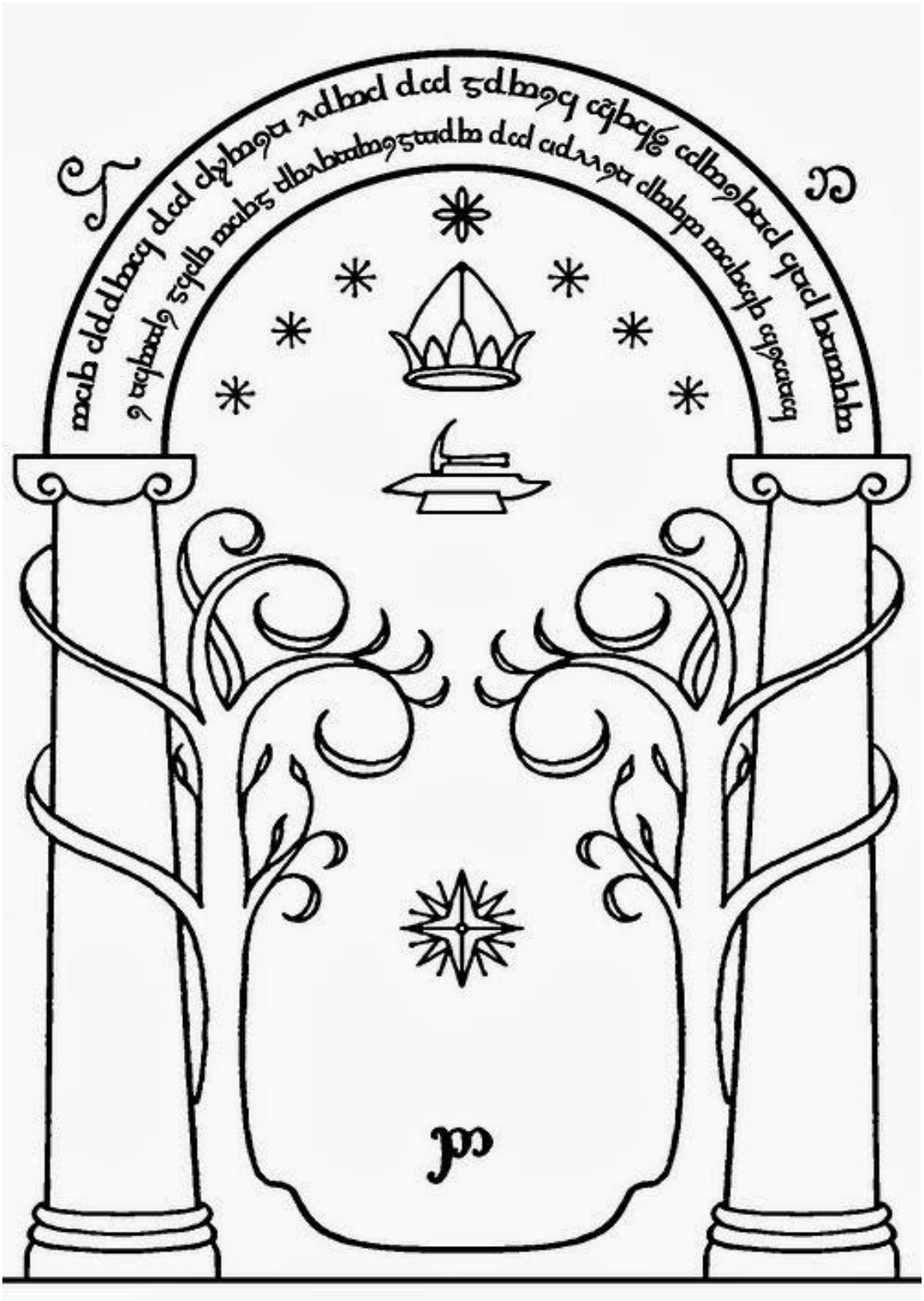
JURY :

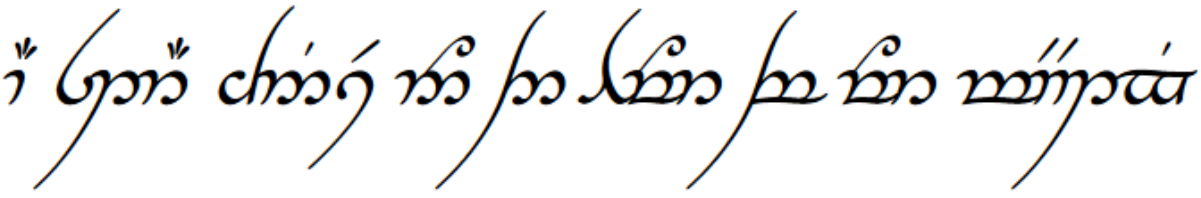
Président :
M. Thierry Monédière, Professeur, Xlim, Université de Limoges

Rapporteurs :
Mme. Valérie Vigneras, Professeur, Laboratoire IMS, Bordeaux INP
M. Éric Rius, Professeur, Laboratoire STICC, Université de Brest

Examinateurs :
M. Ludovic Carpentier, Ingénieur au CNES-Toulouse
M. Damien Pacaud, Ingénieur à Thales Alenia Space-Toulouse
M. Serge Verdeyme, Professeur, Xlim, Université de Limoges
M. Olivier Tantot, Maître de Conférences, Xlim, Université de Limoges
M. Nicolas Delhote, Maître de Conférences, Xlim, Université de Limoges

Invité :
M. Jean-Christophe Joly, Ingénieur au CEA-Gramat





Remerciements

Les travaux de cette thèse ont été effectués au sein de l'équipe MACAO de l'axe Systèmes-RF de l'Institut de Recherche UMR CNRS n°6172 de Limoges. Je tiens à remercier tout d'abord M. Stéphane Bila, Professeur à l'Université de Limoges et ancien responsable de l'équipe MACAO, pour m'avoir accueilli dans son équipe quand j'ai commencé mon doctorat, ainsi que M. Nicolas Delhote, Maître de Conférence à l'Université de Limoges, pour en avoir pris le relais.

Ce travail a été effectué sous la direction de M. Serge Verdeyme, Professeur à l'Université de Limoges, et M. Olivier Tantot, Maître de Conférence à l'Université de Limoges, auxquels je tiens à exprimer tous mes remerciements pour leur aide, leur expérience et leurs connaissances dans l'accompagnement qu'ils ont su accomplir pour me permettre d'achever ces travaux.

Je remercie M. Thierry Monédière, Professeur à l'Université de Limoges, d'avoir accepté de présider ce jury.

J'adresse également mes remerciements à M. Valérie Vigneras, Professeur à l'Université de Bordeaux, et M. Éric Rius, Professeur à l'Université de Brest, pour avoir accepté de rapporter sur ce manuscrit.

Je remercie aussi M. Nicolas Delhote, Maître de Conférence à l'Université de Limoges, M. Ludovic Carpentier, Ingénieur au CNES-Toulouse, et M. Damien Pacaud, Ingénieur à TAS-Toulouse, pour avoir accepté de participer à ce jury.

Enfin, je remercie M. Jean-Christophe Joly, Ingénieur au CEA-Gramat, d'avoir accepté l'invitation de participer à ce jury.

De plus, j'aimerai remercier l'ensemble des personnes qui ne font pas partie de l'encadrement direct de cette thèse mais qui y ont participé grâce à leur aide précieuse : Mme. Marie-Laure Guillat et Mme. Marie-Claude Lerouge, secrétaires au Laboratoire Xlim, M. Damien Passerieux, Ingénieur de la salle d'instrumentation PLATINOM à Xlim et aussi l'équipe de l'atelier de mécanique du laboratoire, avec à sa tête M. Martin. Toutes ces personnes

m’ont permis de travailler en étant bien accompagné, autant par leurs qualités professionnelles que personnelles.

Je remercie vivement les doctorants de l’équipe qui ont partagé ce périple avec moi : Carlos, Samuel, Khalil, Johann, Aymen, Ahmad, Philippe, Etienne et Anthony, ainsi que les petits nouveaux (Julien, Thibault et Ali) qui commencent. Je leur souhaite de réussir sans trop de peine cette étape de leur vie, si courte et pourtant si intense.

Enfin, je remercie toutes les personnes extérieures au laboratoire qui m’ont aidé de quelque manière que ce soit pendant ces trois années.

Sommaire

Remerciements 3
Sommaire 5
Introduction Générale 7
CHAPITRE 1 : Etude bibliographique 11
1-1 Introduction 11
1-2 Multiplexeurs accordables 12
1-2-1 Systèmes accordables avec raccordement 12
1-2-2 Systèmes assimilables sans accord de fréquence ou de bande passante 18
1-2-3 Diplexeurs et triplexeurs accordables 21
1-3 Différentes topologies de multiplexeurs pouvant se prêter à de l'accordabilité 25
1-3-1 Multiplexeurs à résonateurs couplés 25
1-3-2 Multiplexeurs à coupleurs 3 dB 27
1-3-3 Multiplexeurs à circulateurs 30
1-3-4 Multiplexeurs à filtres directifs 32
1-3-5 Multiplexeurs à manifold 34
1-4 Conclusion 37
CHAPITRE 2 : Analyse de différentes topologies de multiplexeurs 45
2-1 Introduction 45
2-2 Description des outils de conception utilisés 46
2-3 Simulation d'un filtre 4 pôles 48
2-4 Simulation d'un multiplexeur deux canaux en topologie classique 50
2-4-1 Simulation initiale du multiplexeur 50
2-4-2 Etude sur la valeur de la bande de garde du multiplexeur 56
2-4-3 Spécification 1C du CNES sur un multiplexeur accordable 57
2-5 Comparaison avec un multiplexeur sans manifold : le diplexeur 64
2-6 La topologie transversale 67
2-6-1 Utilisation en large bande de filtres transversaux 67
2-6-2 Utilisation de la topologie transversale pour la réalisation d'un multiplexeur accordable 70
2-7 La topologie transversale-à-paires en large bande 74
2-8 Comparatif des différentes topologies étudiées 80
CHAPITRE 3 : Etudes sur la fabrication additive de pièces plastiques et leur métallisation pour des applications manifold 84
3-1 Introduction 84
3-2 Différents concepts de circuits passifs en lien avec le manifold 85
3-2-1 Jonction en T en guides d'onde plan H 85
3-2-2 Diviseurs de puissance en guide d'onde 91
3-2-3 Déphaseur en guides d'onde 98
3-3 Métallisation et mesures des pièces plastiques 108
3-3-1 Métallisations des pièces plastiques 108
3-3-2 Caractérisation des métallisations 117
3-4 Conclusion 120
CHAPITRE 4 : Analyse avancée de la solution multiplexeur à manifold 122
4-1 Introduction 122
4-2 Des simulations circuits aux simulations 3D 123
4-3 Optimisations sur Microwave Wizard™ 131
4-4 Design et études pour le maquettage 144

4-4-1 Le prototype dans son ensemble 144
4-4-2 Le manifold 146
4-4-3 Les filtres 147
4-4-4 Les transitions 149
4-4-5 Plaque de soutien, manchons et moteurs 149
4-5 Mesures et résultats des maquettes de multiplexeur 151
4-5-1 Le manifold 153
4-5-2 Les filtres 155
4-5-3 Les transitions 158
4-5-4 Les multiplexeurs complets 160
Conclusion Générale 169
Annexe 1 : Techniques d'optimisation 171
Annexe 2 : Valeurs d'optimisation 174
Annexe 3 : Adaptation dans un système à 3 voies 175
Annexe 4 : Courbes des mesures de la maquette du multiplexeur plastique sans vis de réglage 177
Annexe 5 : Résumé de la méthode pour la réalisation d'un multiplexeur avec un manifold accordable 179
Table des Matières 182
Table des Illustrations 184
Table des Tableaux 190
Liste des publications effectuées durant la thèse 191

Introduction Générale

Depuis longtemps, l'objectif du marché des télécommunications par satellite a été d'apporter toujours plus de services sur le même système, donc de toucher un nombre de plus en plus important d'usagers, tout en augmentant les débits mis à disposition. Ces services se sont pendant longtemps concentrés pour le domaine civil sur la téléphonie et la télévision. Ces dernières années, ce sont les services de l'internet qui ont poussé les recherches et les développements. Deux orientations « systèmes » se distinguent aujourd'hui : les constellations de microsatellites en orbite basse (limitation des puissances nécessaires, temps de propagation plus limités, mais nombre de satellites important) ou la flexibilité des systèmes en orbite haute (puissances importantes nécessaires, temps de propagation plus importants, rayonnement du système sur des espaces importants, et problèmes techniques pour adapter en temps réel le débit accordé en fonction des besoins des usagers).

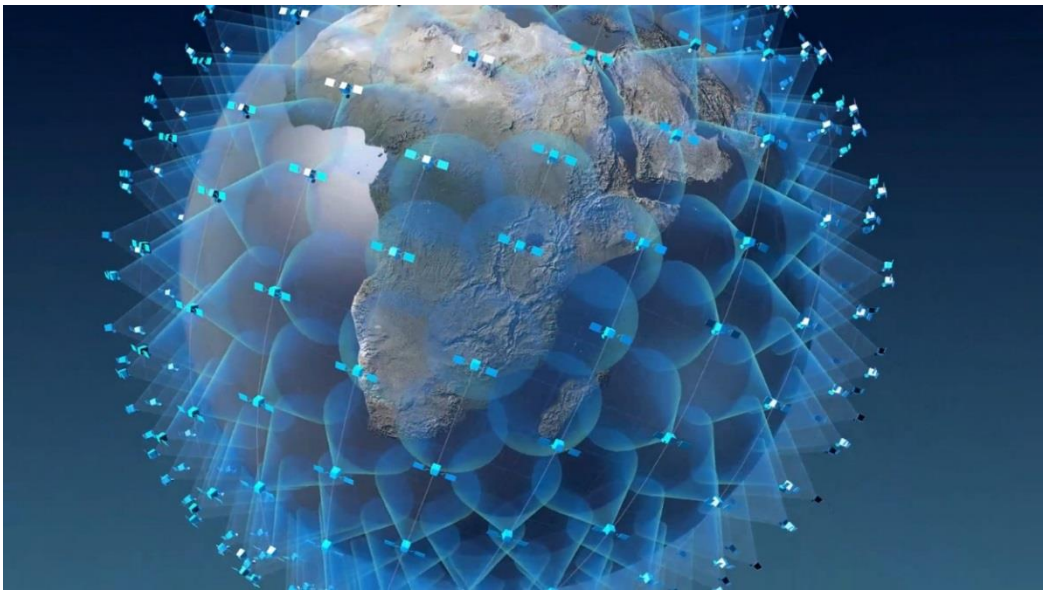


Figure 1 : Représentation d'une constellation de satellites autour de la Terre

En ce qui concerne les constellations, deux géants se battent pour acquérir les marchés : la start-up OneWeb, soutenue par Airbus ou encore Virgin, qui doit lancer ses premiers satellites dès l'année prochaine, et la société SpaceX, fondée par Elon Musk, qui a prévu ses premiers lancements pour 2019. Tous deux souhaitent connecter le monde entier avec leur système.

La seconde voie pour répondre aux besoins liés à l'internet est donc l'accordabilité, et requiert de repenser l'architecture de la charge utile : le satellite ne sera plus un simple répéteur, mais il intégrera des équipements numériques et analogiques permettant un traitement des signaux à bord pour réguler les débits et les zones terrestres éclairées.

Il est clair que les enjeux technologiques entre ces deux voies sont de nature très différentes. Pour les satellites en orbite basse, il faut développer des composants en grandes séries, et donc de nouvelles technologies bas coûts. Pour les satellites en orbite haute, il faut inventer de nouveaux composants analogiques dont la flexibilité sera assurée par le cœur numérique de la charge utile. C'est dans ce dernier contexte que se situent les travaux présentés dans ce mémoire.

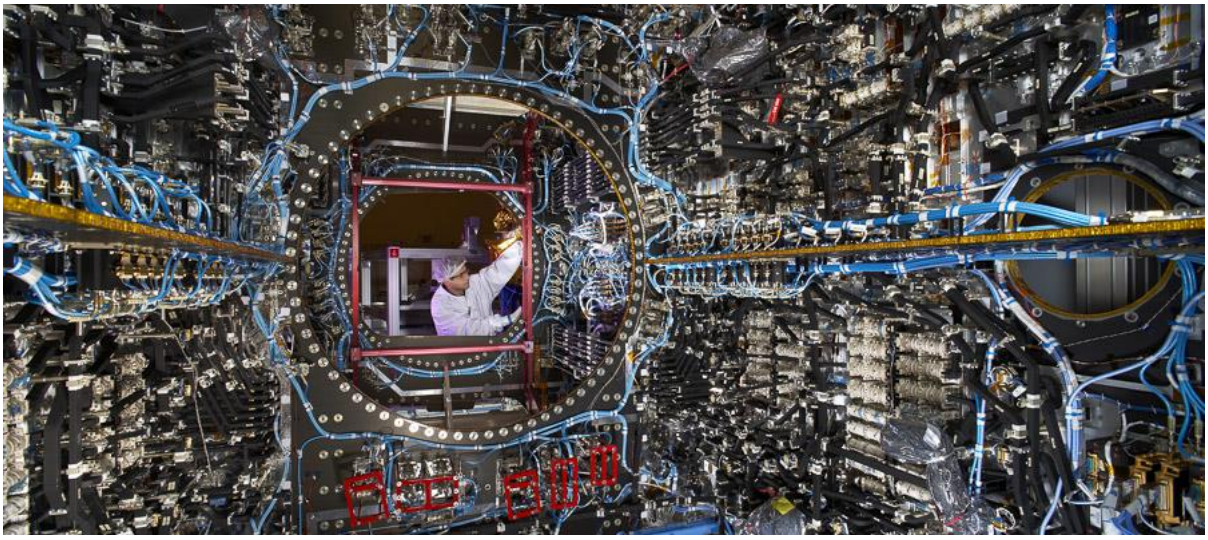


Figure 2 : Photographie de la charge utile d'un satellite

Un satellite est composé d'une charge utile, d'une plate-forme et de panneaux solaires. La charge utile est son centre nerveux, c'est elle qui effectue le traitement du signal utile. En plus des antennes, des divers filtres de réception et d'émission et des amplificateurs, les multiplexeurs jouent le rôle de séparateurs (en entrée) et de recombineurs (en sortie) des différents canaux de communication pour qu'ils puissent être amplifiés séparément : les filtres des multiplexeurs d'entrée et de sortie entourent donc chaque étage de puissance, et permettent d'éviter que les non linéarités de l'amplificateur d'un canal perturbent le signal traité sur le canal voisin.

Le multiplexeur est ainsi un des composants essentiels de la charge utile d'un satellite. Il est composé de façon classique des filtres découpant chaque canal de communication ainsi que d'un manifold, simple longueur de guide d'onde qui sert à recombiner les signaux. Aussi,

le multiplexeur de sortie est l'un des composants les plus encombrants de la charge utile car la technologie en guide d'onde utilisée encore aujourd'hui est nécessaire pour tenir les fortes puissances issues des amplificateurs le précédant dans la chaîne de communication, ainsi que pour limiter les pertes.

Disposer d'un multiplexeur de sortie accordable permettrait de maintenir l'architecture actuelle de l'étage de puissance de la charge utile, tout en apportant la flexibilité nécessaire à cette charge. C'est le but des travaux de cette thèse. Le premier chapitre de ce manuscrit présentera la bibliographie liée à ce sujet d'étude sous deux aspects principaux : tout d'abord les publications traitant de multiplexeurs accordables, très peu nombreuses, en séparant les systèmes avec raccordement (type manifold), sans raccordement (type diplexeur ou triplexeur) et les systèmes assimilables sans accord (multiplexeur à interrupteurs). Le second aspect présentera plusieurs topologies de multiplexeurs comme ceux utilisant des coupleurs 3 dB, des circulateurs ou encore des filtres directifs.

Le deuxième chapitre développera, en partant de la simulation circuit d'un simple filtre 4 pôles, l'évolution nécessaire pour parvenir à celle d'un multiplexeur à deux canaux en topologie classique. Une comparaison avec un autre type de solution, le diplexeur, sera faite en expliquant les différences entre les deux. Deux autres topologies innovantes, transversale et transversale-à-paires, seront également présentées et évaluées. Enfin, un comparatif détaillé présentant les avantages et inconvénients des différentes topologies évoquées sera fait dans le but de conclure et de choisir quelle sera celle qui sera la plus à même d'être rendue accordable.

Dans le troisième chapitre, et avant d'aller plus loin dans l'étude de la solution choisie, divers composants qui ont été conçus durant cette thèse seront présentés tant sur le plan de la conception que de la mesure. En effet, des composants potentiellement utilisables dans différentes topologies de multiplexeurs ont été créés, tous en guide d'onde pour une application large bande vers 20 GHz : une jonction en té plan H, un diviseur de puissance et un déphaseur. Afin de profiter de l'amélioration constante des techniques d'impression 3D plastique, des prototypes de ces composants ont été fabriqués avec cette technologie puis métallisés dans le but de servir de preuves de concept. La dernière partie se penchera justement sur la problématique de la métallisation de ce genre de pièces pour des applications hyperfréquences.

Enfin, le dernier chapitre détaillera de façon complète la méthode utilisée pour effectuer les simulations du multiplexeur accordable, tant celles au niveau circuit que celles 3D permettant d'avoir un comportement réaliste. La problématique de l'optimisation de ce type de systèmes sera également discutée. Enfin, les deux dernières sous-parties feront la présentation des maquettes de multiplexeur accordable réalisées grâce à deux types de fabrication différents (usinage et impression 3D) en expliquant les choix qui ont été faits pendant la conception et les résultats des mesures.

CHAPITRE 1 : Etude bibliographique

1-1 Introduction

Il est important de pouvoir situer un travail de thèse vis-à-vis de l'état de l'art et de connaître quels sont les différents travaux qui ont été effectués sur le même sujet ou des sujets connexes. Dans ce but, un important travail bibliographique est une part essentielle d'un manuscrit et se doit de positionner le travail présenté au sein de la recherche mondiale du moment.

La recherche bibliographique, dont ce chapitre est la résultante, a permis d'évaluer un paysage particulièrement récent au sein de la recherche sur les composants de charge utile de satellite. Malgré un grand nombre de systèmes d'accordabilité publiés sur des filtres, très peu ont passé l'étape suivante que représente le multiplexeur accordable : trop long à concevoir, trop complexe à contrôler ou simplement trop difficile à réaliser en respectant les cahiers des charges (pour certains cas spécifiques comme le « large bande » à manifold).

Pourtant, l'idée d'accordabilité dans le but de limiter voire supprimer la redondance dans les charges utiles des satellites de télécommunication, ou d'adapter cette charge en fonction des missions en cours d'exploitation n'est pas nouvelle. Dès 1988, U. Rosenberg en expliquait l'intérêt [1] et testait la capacité d'un multiplexeur à manifold à supporter des filtres accordables. En 1992, J.D. Rhodes proposait une méthode [2] utilisant un « dual manifold », circuit pouvant être assimilé de façon simple par un diplexeur spécifique, qui pourrait permettre l'accordabilité synchronisée des filtres en évitant ce qui était et reste le principal problème des multiplexeurs (surtout pour ceux à manifold), les interactions entre les filtres. Ce principe de « dual manifold » sera repris bien plus tard en 2015 par A. Morini *et al.* [3] en proposant une amélioration de ses points faibles (notamment le cas où les bandes des filtres sont continues).

En 2007, R. J. Cameron et M. Yu publient un article sous forme de revue [4] faisant office de référence et présentant les quatre grandes familles de multiplexeurs selon leur topologie, ainsi qu'une explication détaillée de leur méthode d'optimisation. Cependant, aucun système accordable n'est présenté.

Dans ce chapitre, l'étude bibliographique sera décomposée en deux parties. La première analysera et discutera des publications sur les systèmes de multiplexeurs accordables existants. La seconde partie de ce chapitre fera l'analyse des différentes topologies de multiplexeurs (à manifold, à circulateurs…) pouvant potentiellement être utilisées dans une version accordable.

Il est à noter qu'une recherche bibliographique sur les filtres accordables non montés en multiplexeur n'est pas présentée dans ce mémoire. La production scientifique sur ces filtres accordables est très importante, en particulier ces toutes dernières années. Des synthèses bibliographiques exhaustives ont été effectuées, notamment dans l'article « Recent Advances in Reconfigurable Microwave Filters » [5].

1-2 Multiplexeurs accordables

Cette première sous-partie traite des systèmes multiplexeurs comportant un certain accord, en fréquence et/ou en bande passante. De par la difficulté et la complexité du sujet, le nombre de publications portant sur celui-ci est à ce jour très faible. Le choix est fait ici de séparer les systèmes directement accordables de ceux qui ne le sont pas mais qui peuvent y être assimilés, comme les multiplexeurs à switch. Enfin, le dernier paragraphe traitera succinctement des systèmes tels que les diplexeurs ou triplexeurs.

1-2-1 Systèmes accordables avec raccordement

Sont présentées ici les publications sur des multiplexeurs accordables possédant un système de raccordement des différents canaux. Dans les articles référencés, ce système est un manifold, celui-ci étant le meilleur moyen, notamment en terme de pertes, de connecter des

filtres entre eux, mais aussi le plus complexe à cause des résonnances pouvant apparaître dans les bandes passantes.

L'article référencé [6], de U. Rosenberg *et al.*, date de 2016 et développe la conception d'un démultiplexeur (multiplexeur dont le nombre de sorties est supérieur au nombre d'entrées) permettant de faire varier les bandes passantes de deux filtres centrés à environ 11 GHz. Ce type de systèmes peut notamment être utilisé pour des applications de type Multispot (Multibeam High Throughput Satellite, HTS en anglais).

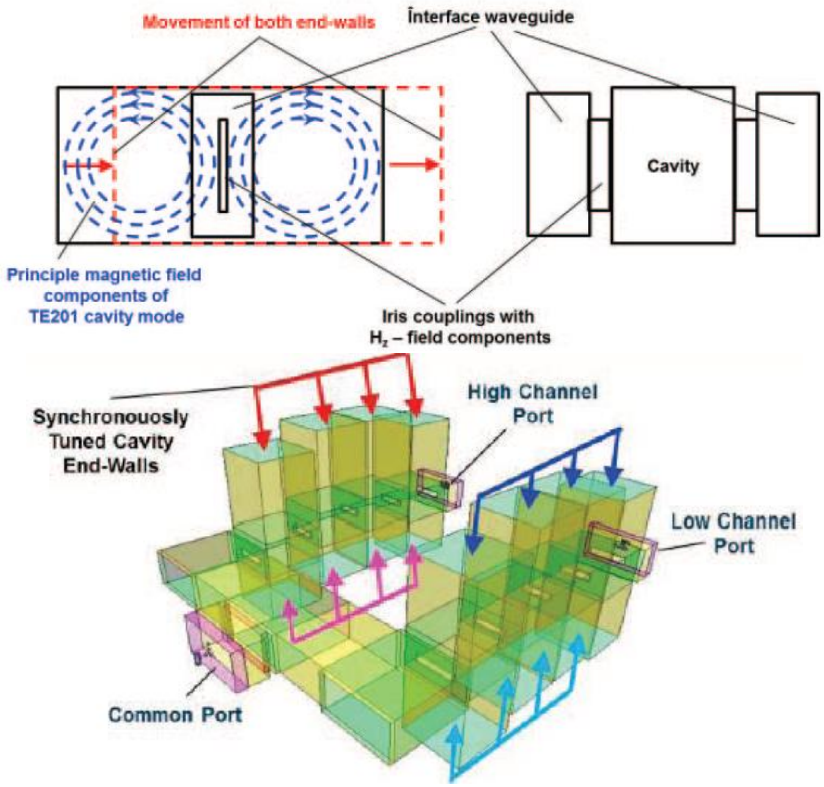


Figure 3 : Schéma du principe d'accord du multiplexeur (en haut) et vue d'ensemble du multiplexeur en CAD (en bas) de la publication [6]

Pour cela, les parois des fonds de cavité des filtres sont ajustables et modifient ainsi la fréquence de résonance du mode de cavité, en ajustant le volume de la cavité. De plus, de par le fait que les deux fonds (haut et bas) de chaque cavité sont ajustables de façon indépendante, la position de l'iris de couplage par rapport aux lobes du champ EM change, ce qui permet ainsi de modifier la valeur des couplages de chaque cavité avec les systèmes d'excitation et/ou la cavité voisine et donc d'ajuster les bandes passantes. Ainsi, c'est l'alignement des cavités les unes par rapport aux autres, avec pour référence les guides d'entrée et de sortie des filtres et le

volume des cavités, qui assurent l'accordabilité du système. Les variations de hauteur des fonds de cavité sont d'environ 5 millimètres pour l'application visée.

Les résultats présentés pour ce multiplexeur accordable sont présentés sur la Figure 4 ; ils relèvent de simulations. Les deux filtres couvrent la bande totale 10,945 à 11,056 GHz, qui est partagée de la façon suivante : dans le premier état, le filtre 1 a une bande passante de 30 MHz et le filtre 2 une bande passante de 66 MHz, et inversement pour l'état 2. On constate que les niveaux d'adaptation sont tous supérieurs à 20 dB et qu'il n'y a pas d'information sur les pertes d'insertion ou le facteur de qualité, les simulations ayant peut-être été effectuées sans pertes pour des questions de temps de calcul.

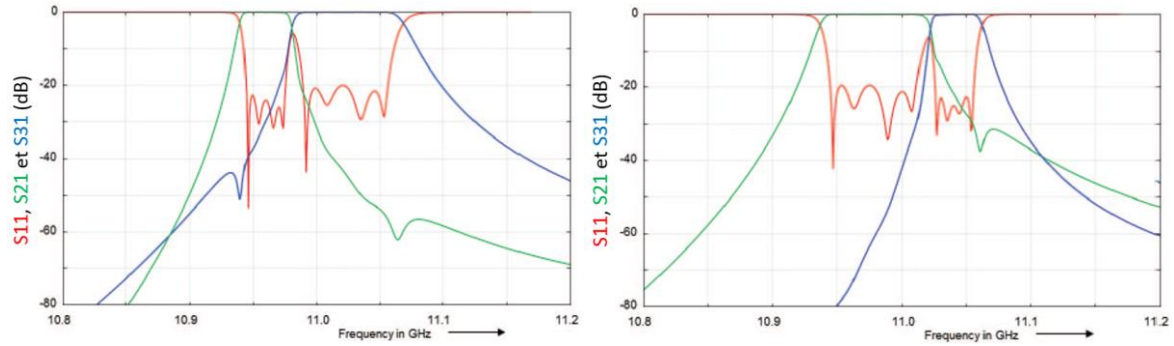


Figure 4 : Graphique des paramètres S en dB simulés pour les deux états du multiplexeur accordable de la publication [6]

En ce qui concerne le système en lui-même, seules quatre commandes sont nécessaires au total, deux par filtre. De plus, le manifold n'est pas de forme classique, du fait de sa sortie centrée, il n'y a donc pas de court-circuit et cela doit permettre de diminuer le nombre de résonnances parasites. Les bandes passantes relatives sont faibles (environ 0,5 %), ce qui évite les difficultés liées à la conception large bande de ce genre de composants ; aucune mesure sur maquette n'accompagne cependant cette publication. En revanche, une maquette du filtre accordable utilisé a été proposée dans un papier connexe lors des IMS de la même année [7]. Il affiche des pertes d'insertion moyennes d'environ 0,25 dB pour différentes fréquences centrales et des bandes passantes de 26 et 52 MHz.

De plus, cette équipe de recherche a publié un second papier pour la conférence européenne EuMW de 2016 [8]. Dans celui-ci, ils utilisent le filtre accordable décrit plus haut pour l'insérer dans un multiplexeur à deux canaux, le second filtre étant fixe. Le but de ce travail est de démontrer la faisabilité d'un multiplexeur accordable lorsque l'on passe de canaux contigus à des canaux non-contigus à une fréquence d'environ 11 GHz. Le plan fréquentiel est

décrit dans la Figure 5, où le filtre fixe est en orange et le filtre modifiable en bleu sur trois états différents. L'état 1 montre des bandes contigües de 28 MHz, l'état 2 décale la seconde bande de 150 MHz, et l'état 3 est en contigu mais la seconde bande est augmentée à 75 MHz.

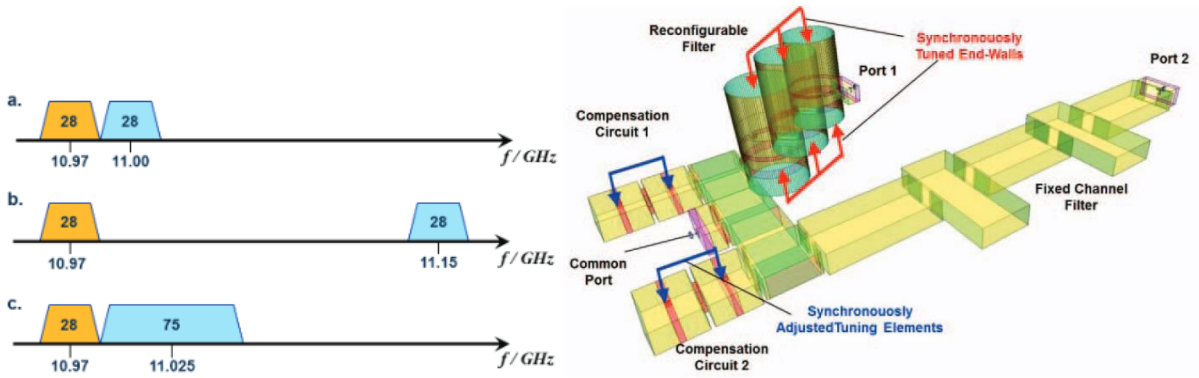


Figure 5 : Schéma fréquentiel de la reconfiguration de l'OMUX (à gauche) et allure générale du design en CAO (à droite) de la publication [8]

Un travail important a été apporté au multiplexeur du fait de ce passage de bandes contigües à des bandes non-contigües. En effet, ce changement induit des modifications importantes au niveau des impédances vues par les filtres. Pour corriger ces changements et garder des filtres adaptés dans les deux situations, des circuits de compensation sont ajoutés sur le manifold. Il y en a deux, un par filtre, et ils sont composés de deux résonateurs et terminés par un court-circuit. De plus, ils sont modifiables grâce à des éléments d'ajustement synchronisés (par circuit de compensation) : dans un état contigu, les fréquences de résonnance de ces circuits sont décalées en-dehors de la bande passante du multiplexeur, et dans les cas non-contigus, les circuits viennent jouer leur rôle dans la bande passante.

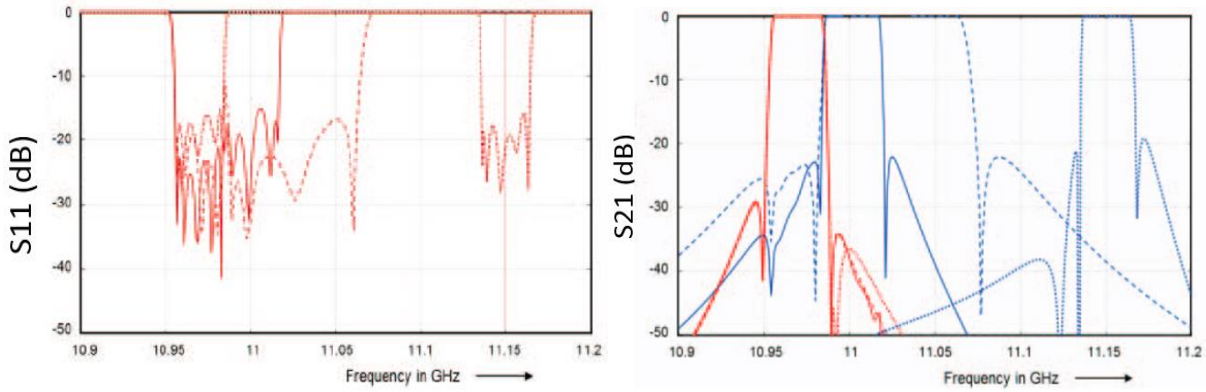


Figure 6 : Courbes des paramètres S en dB simulés pour les trois états de reconfiguration du multiplexeur de la publication [8]

Sur les courbes de la Figure 6, on peut voir les résultats de simulation pour les trois états. Un niveau minimal d'adaptation de 16 dB est atteint pour toutes les réponses. Ce papier ne

comporte pas de mesure ou de maquette. La solution proposée ici est intéressante dans le sens où elle montre un système qui permet de s'affranchir des problèmes liés à la continuité ou non des canaux d'un multiplexeur. En revanche, il n'est pas fait mention des potentielles pertes liées à ce système, et la taille totale du multiplexeur augmente forcément pour tenir compte de ces circuits de compensation.

Une autre publication [9], par C. Arnold *et al.* date de 2017 et détaille la conception d'un multiplexer accordable à trois canaux en bande Ku (environ 11 GHz) utilisant un manifold avec court-circuit. Pour celui-ci, en plus d'avoir des filtres accordables, le manifold est également modifiable, et ce par le même système que les filtres.

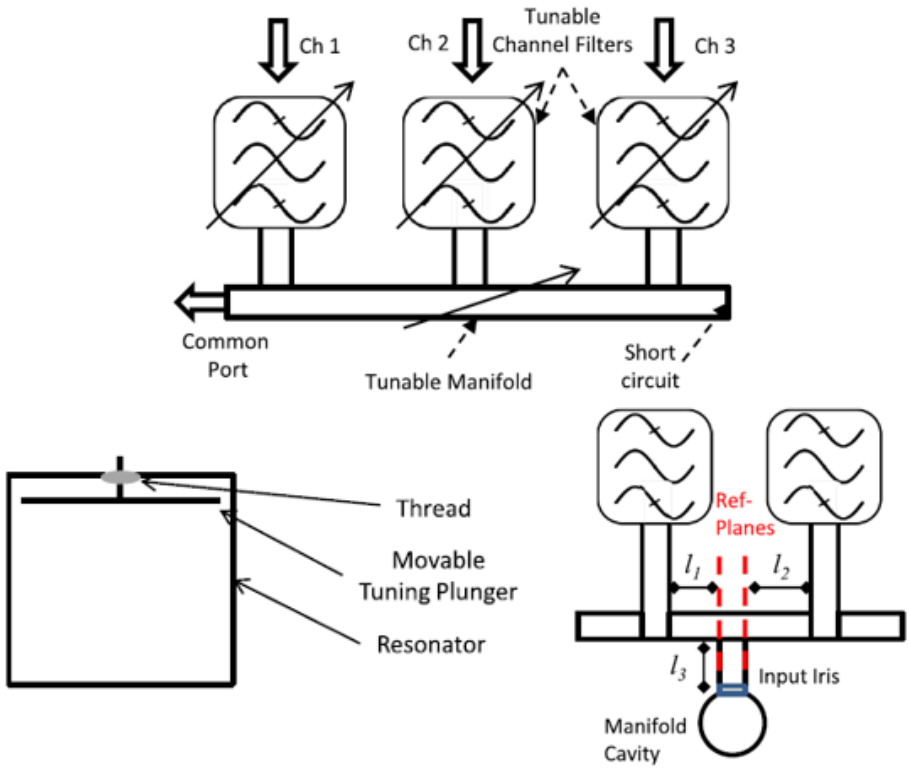


Figure 7 : Schéma du multiplexeur accordable (en haut), schéma du plongeur qui vient modifier la résonnance des cavités (en bas à gauche) et schéma de la cavité manifold permettant l'accord du manifold (en bas à droite) de la publication [9]

Un plongeur métallique (la publication ne précise pas le matériau, le métal est donc la solution par défaut) vient modifier la résonance du mode TE_{011} utilisé pour les résonateurs et la cavité manifold. Afin de réussir l'accordabilité de ce multiplexeur, les auteurs ont donc choisi d'ajouter un système d'accord dans le manifold, sous la forme d'une cavité supplémentaire ne résonnant pas dans la bande de fonctionnement du multiplexeur (fréquence 1 GHz supérieure à

celle de fonctionnement) qui est aussi soumise à un plongeur métallique, mais va permettre de modifier suffisamment les différentes phases en transmission pour assurer l'accord du système.

Une maquette a été fabriquée par usinage en aluminium puis recouverte d'argent pour offrir un meilleur facteur de qualité. L'accordabilité de ce système est particulièrement performante, permettant des variations des fréquences centrales des filtres de 500 MHz autour de 20 GHz, la modification de la bande passante d'un filtre sans changer les deux autres, mais aussi de garder les bandes des filtres contigües ou non, et tout ceci en choisissant des bandes de 36 ou 72 MHz.

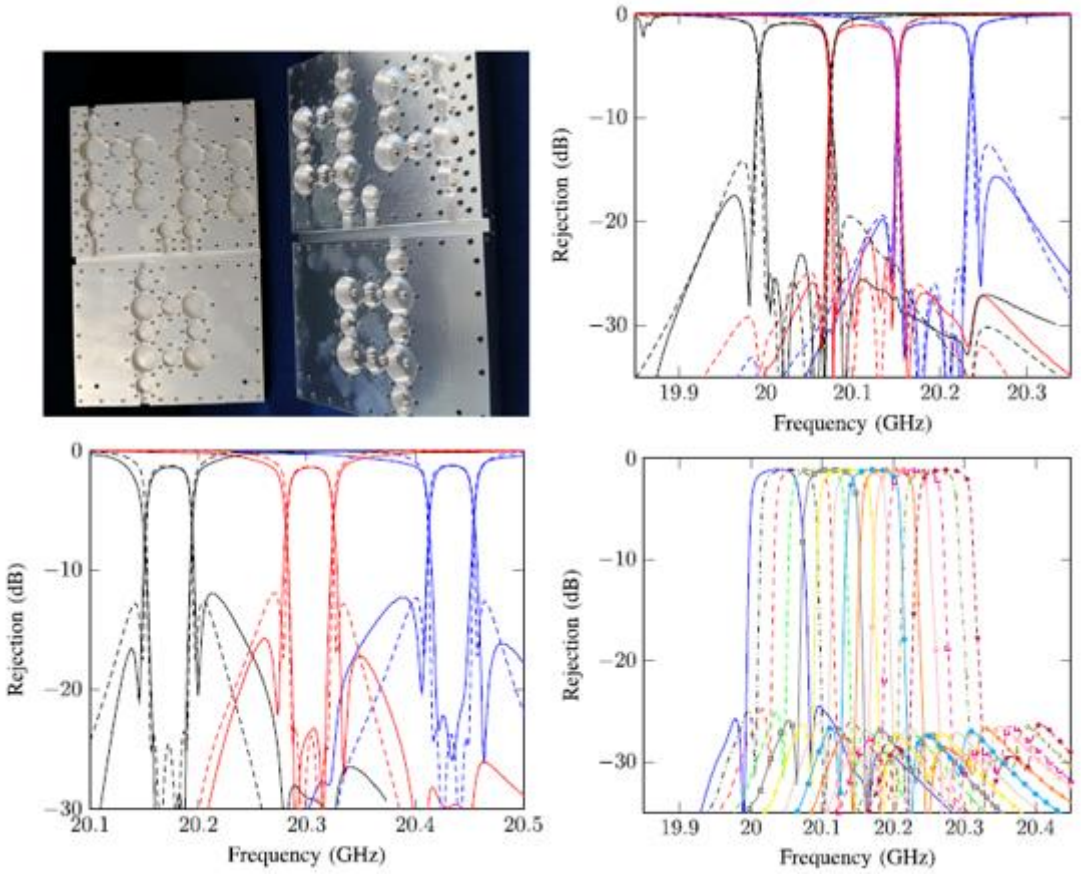


Figure 8 : Photographie de la maquette réalisée du multiplexeur accordable (en haut à gauche), graphique des paramètres S en dB simulés (lignes pointillées) et mesurés (lignes pleines) pour des bandes contigües de 72 MHz (en haut à droite) et pour des bandes non contigües de 36 MHz (en bas à gauche), et courbes en transmission en dB du filtre central lors de la modification de sa fréquence centrale pour la publication [9]

Les facteurs de qualité mesurés sont annoncés entre 6000 et 7000 pour l'ensemble des différents cas. Les pertes d'insertion sont, en fonction de la largeur de bande, comprises entre 0,8 et 1,5 dB. La taille globale du multiplexeur est de 230 x 145 x 30 mm^3 et les plongeurs métalliques sont déplacés à la main sans aucun système d'accord automatique.

Cette dernière publication offre le meilleur résultat en terme de multiplexeur accordable présenté à ce jour, constituant ainsi l'état de l'art et donc l'objectif à dépasser pour les travaux qui seront présentés dans ce manuscrit.

Les bandes passantes relatives restent cependant faibles (environ 0,5 %), tout comme la précédente publication, afin de limiter les problèmes des résonnances parasites et de diminuer la complexité de la conception. Cette technique nécessite l'introduction de cavités supplémentaires, ce qui accroît le poids et l'encombrement du système. Enfin, le TRL (Technology Readiness Level en anglais, niveau de maturité) de ce système, de par l'actuation manuelle des perturbateurs et le nombre de systèmes d'accords indépendants, n'est pas forcément très élevé.

1-2-2 Systèmes assimilables sans accord de fréquence ou de bande passante

Même s'ils ne sont pas vraiment *stricto sensu* des multiplexeurs accordables, les « switched multiplexers », que l'on pourrait qualifier de multiplexeurs à interrupteurs en français, permettent une certaine reconfigurabilité. Ils n'offrent pas la possibilité de modifier les fréquences ou les bandes passantes des filtres, mais le fait de pouvoir connecter ou déconnecter des canaux peut être intéressant pour certaines applications.

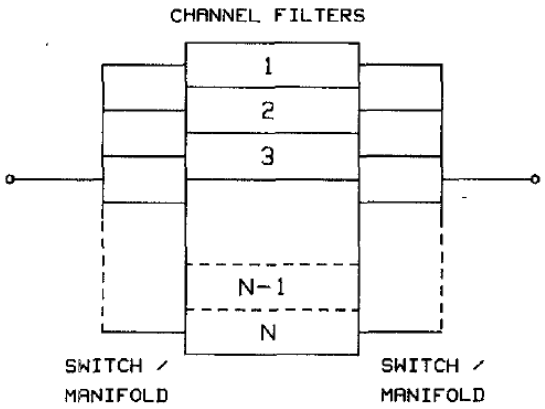


Figure 9 : Schéma de fonctionnement d'un « Switched Multiplexer »

Pour ce faire, des systèmes de modifications (interrupteurs électriques) court-circuitent un résonateur ou l'expulsent fréquentiellement de manière à le supprimer de la bande passante du système. La difficulté est alors de garder les résonnances restantes du système intactes, sans qu'elles ne subissent de trop grandes modifications. Pour réussir à surmonter ce problème, le

paramètre clé est la phase en réflexion hors-bande du filtre auquel on a supprimé un ou plusieurs résonateurs. Si celle-ci n'est pas modifiée, alors les autres filtres ne verront pas cette modification, et le système fonctionne.

Plusieurs publications détaillent ce genre de systèmes dans la littérature, avec des évolutions notables avec les années. Les premières proposaient N+1 possibilités (il faut ici entendre N+1 états, comme par exemple 000, 001, 010 etc… où 0 représente un canal éteint et 1 un canal allumé) pour N canaux [10, 11], puis 2^N possibilités en utilisant des circulateurs [12], des coupleurs hybrides [13] ou des filtres accordables [14]. Cette dernière étudie notamment le nombre et la position des résonateurs qu'il est intéressant d'éteindre pour obtenir les meilleures réjections hors-bande : plus l'on éteint de résonateurs (et plus ceux-ci sont proches du circuit de recombinaison), plus les réjections seront bonnes.

La publication la plus aboutie, et aussi la plus récente (2013), propose une version modifiée du multiplexeur à interrupteurs appelée multiplexeur à interrupteurs intrinsèque [15]. Ces modifications sont les suivantes : les canaux sont constitués de deux parties, une partie centrale qui peut être allumée ou éteinte, et une partie qui reste fixe (constituée par le début et la fin du canal, c'est-à-dire les parties en contact avec les deux manifolds), La première permet le système de switch, et la seconde sert à diminuer les variations de la phase en réflexion hors-bande des filtres lorsqu'ils sont modifiés. De plus, des nœuds non résonants sont ajoutés sur chaque manifold juste avant le premier canal et juste après le dernier (voir Figure 10). Ils permettent de couper les interactions fréquentielles des filtres (au-dessus et en-dessous).

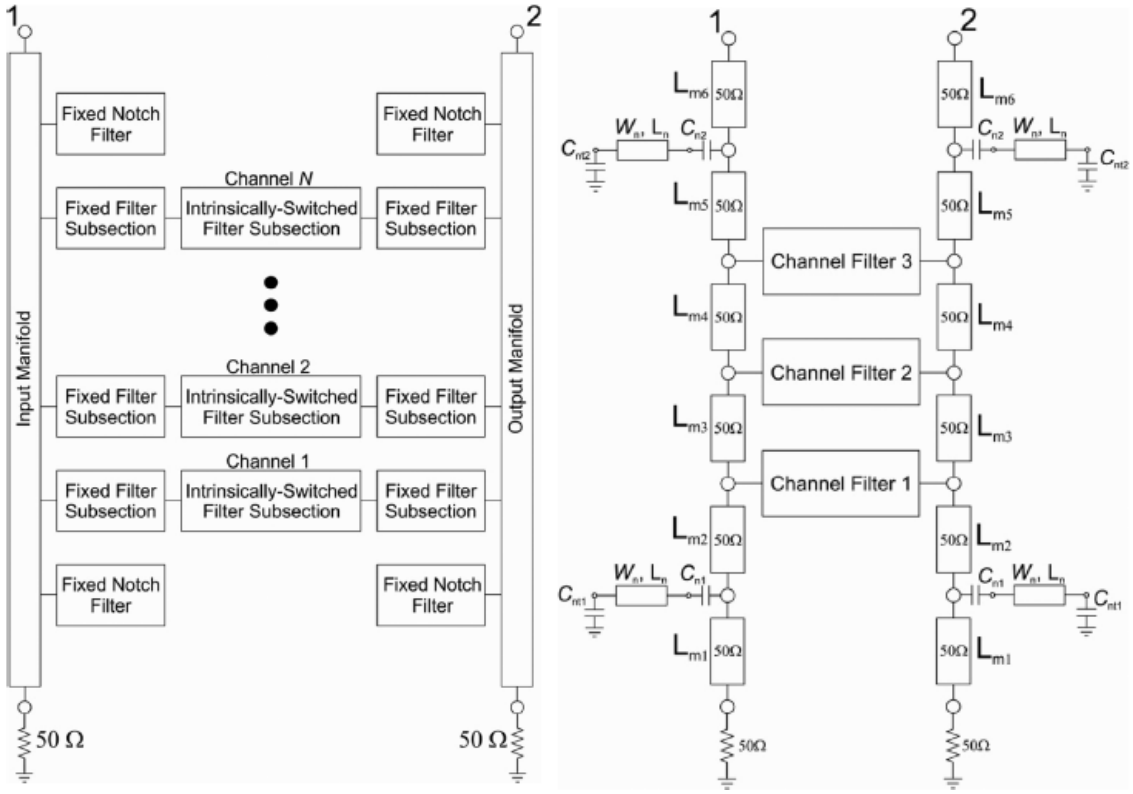


Figure 10 : Schémas du multiplexeur à interrupteurs intrinsèque (à gauche) et son équivalent électrique (à droite) de la publication [15]

Un prototype en lignes microrubans a été fabriqué avec trois canaux à 11 GHz et montre des pertes d'insertion d'environ 6,5 dB pour une bande passante totale de 240 MHz pour l'état 111. Lorsque les trois canaux sont éteints (état 000), le niveau d'isolation est supérieur à 40 dB. Comme on peut le voir sur la Figure 11, le système d'interrupteurs fonctionne correctement en mesure pour les différents états proposés.

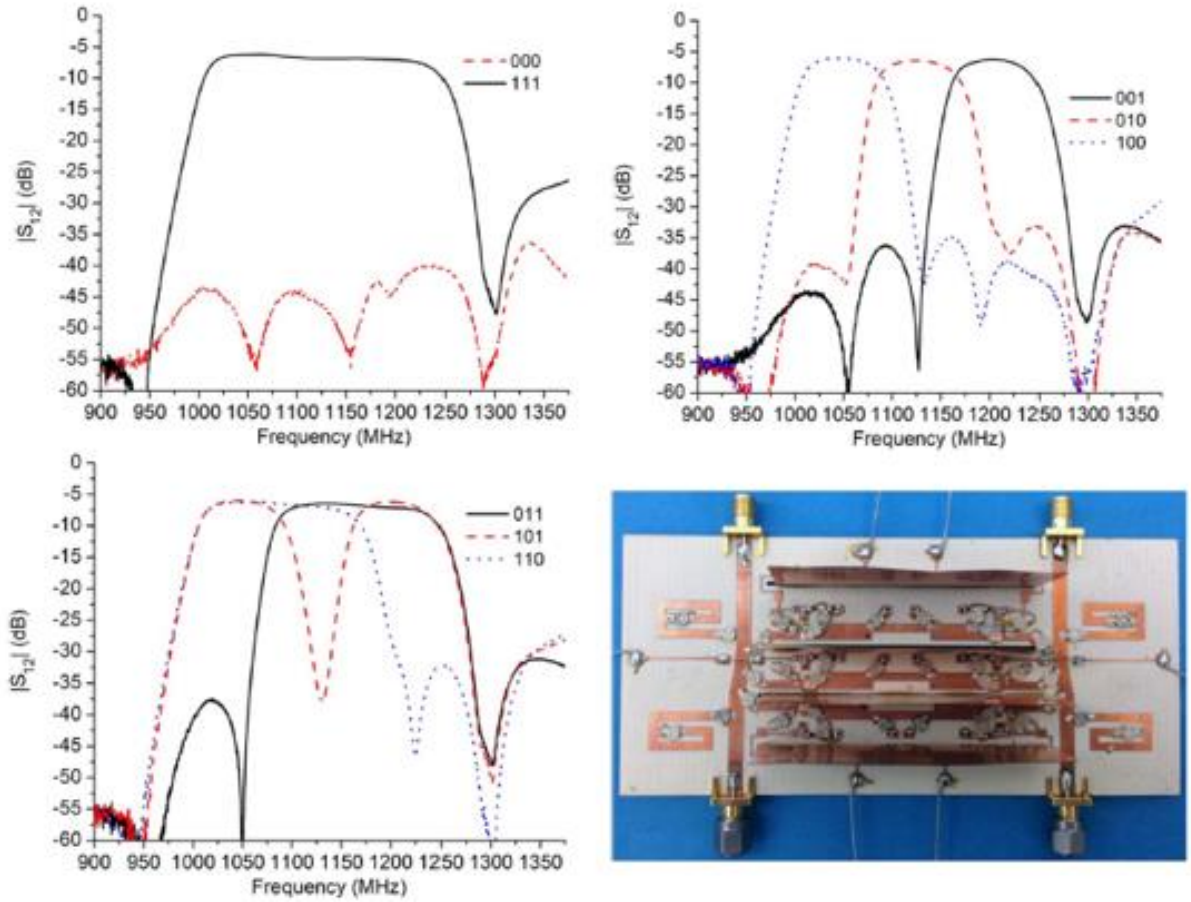


Figure 11 : Courbes des résultats mesurés des différents états du prototype de la publication [15]

Ces systèmes de multiplexeurs à interrupteurs n'offrent pas la souplesse d'un multiplexeur accordable, mais pourraient permettre de répondre rapidement à un besoin supplémentaire de bande passante en ouvrant de nouveaux canaux. En revanche, le système souffre, dans la version proposée en technologie planaire, de trop de pertes pour une application en sortie de charge utile. Une application volumique de ce système reste à démontrer. Enfin, cette architecture impose un nombre de canaux d'autant plus élevé que la flexibilité recherchée sera importante, et donc des encombrements et des poids importants.

1-2-3 Diplexeurs et triplexeurs accordables

Les diplexeurs (ou triplexeurs) sont des composants identiques à un multiplexeur à deux (ou trois) canaux qui sont principalement utilisés juste derrière une antenne pour pouvoir gérer plusieurs signaux par le même canal (en émission ou en réception). Cependant, et contrairement aux multiplexeurs, ces systèmes ne comportent pas de circuit de recombinaison tel que les manifolds, ils sont directement reliés à l'antenne. Sauf pour le cas particulier du duplexeur qui

utilise un circulateur pour séparer les signaux émis des signaux reçus provenant d'une antenne d'émission/réception derrière laquelle il se trouve.

Les publications rapportant des versions accordables de ces systèmes sont plus nombreuses que pour les multiplexeurs, mais sont pour la plupart basées sur la technologie planaire, ce qui signifie plus de pertes d'insertion, et qui ne répond pas aux spécifications convenues pour ces travaux de doctorat. De plus, et probablement pour des raisons d'application sur des réseaux spécifiques (< 4 GHz), tous les papiers rapportés ici travaillent sur ces basses fréquences.

Il n'est pas forcément très aisé de différencier toutes ces publications les unes des autres. La différence se fait sur les critères suivants : le type d'élément utilisé pour effectuer l'accord (et le nombre), la valeur relative d'accord par rapport à la fréquence de fonctionnement en émission (Tx) et en réception (Rx), les pertes d'insertion (en Tx et Rx là aussi) et enfin la taille du système.

La plupart utilisent des diodes varactor pour l'accord de diplexeur [16 à 22] et de triplexeur [23] et proposent des pertes d'insertion allant au minimum de 1,5 dB en Tx [17] à un maximum de 8 dB en Rx [20] et des plages allant de 5 % [16] à 54 % [21] pour l'accord fréquentiel.

Pour deux autres publications [24, 25], l'élément d'accord est un actuateur piézoélectrique. De par son utilisation, l'actuateur ayant de façon générale un meilleur facteur de qualité que la diode, les pertes d'insertion de ces systèmes sont légèrement plus faibles : inférieures à 4 dB pour [24] et de 2,2 dB en Tx et 3,7 dB en Rx pour [25] pour des plages d'accords dans la moyenne des autres publications (environ 30 %).

Ce dernier papier propose également un accord automatique de son système permettant le contrôle des fréquences des filtres passe-bandes et de celui d'un filtre stop-bande. Ainsi, le système peut détecter des résonnances parasites, il va alors automatiquement modifier la fréquence du filtre stop-bande pour se centrer sur ces dernières, ou décaler les fréquences des filtres passe-bandes pour les éviter (voir Figure 12). Pour scanner l'ensemble des fréquences afin de repérer des parasites, le système utilisé est un détecteur de puissance RF, connecté grâce à un coupleur.

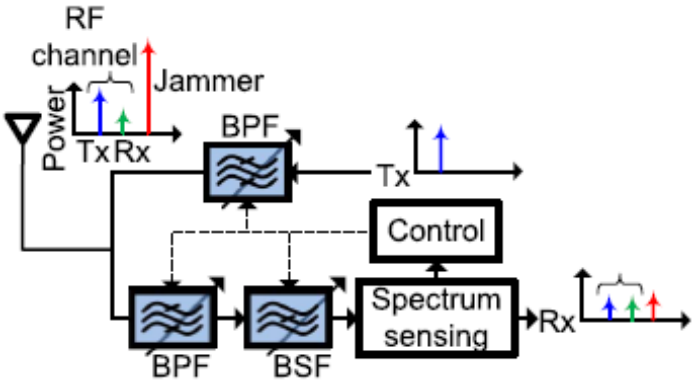
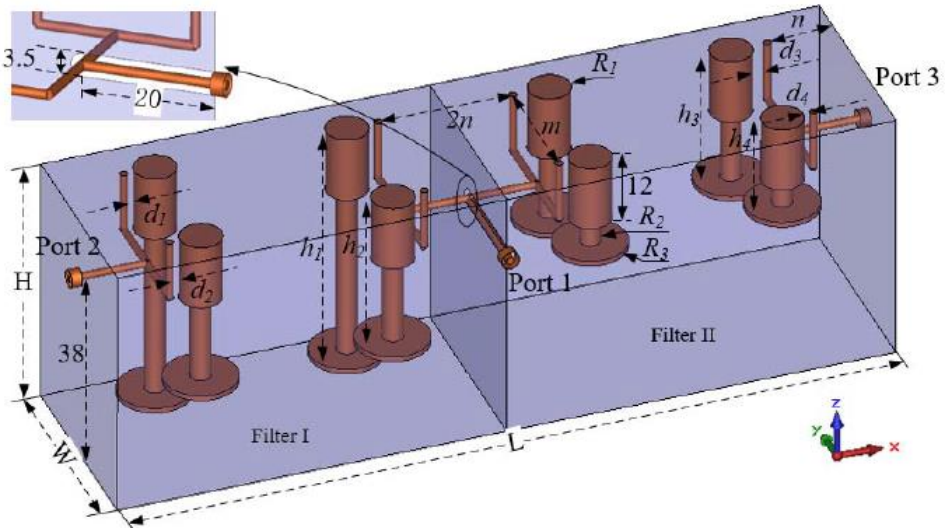


Figure 12 : Schéma du système de réception avec contrôle et atténuation des parasites de la publication [25]

Enfin, le dernier papier est un diplexeur accordable en technologie volumique [26]. Les résonateurs utilisés sont de type barreau en λ/4 et terminés par des disques capacitifs pour ajuster les fréquences de résonance. L'accord en fréquence est effectué manuellement par des vis pour atteindre une plage de variations de plus de 85 % avec des pertes d'insertion d'environ 2 dB, ce qui représente un résultat bien au-dessus des autres décrits plus haut en terme de paramètres électriques, mais qui se traduit par une taille forcément plus élevée que pour les systèmes planaires.



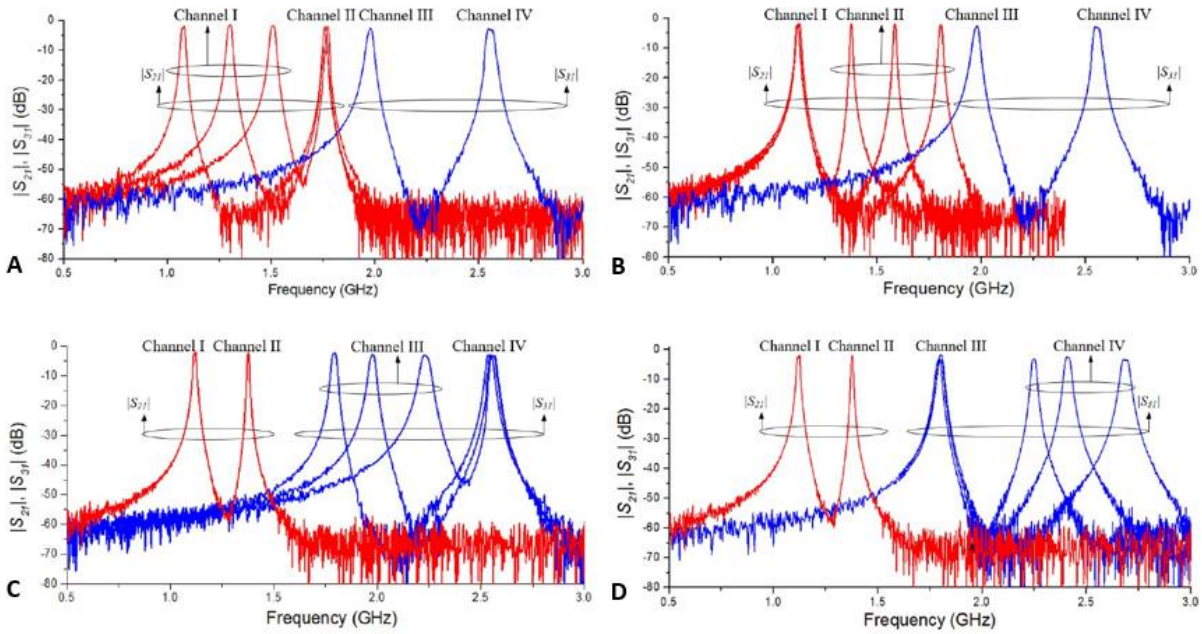


Figure 13 : Structure géométrique du diplexeur quatre canaux (en haut) et graphiques des paramètres S en transmission en dB montrant un à un les accords de chacun des quatre différents canaux (en bas) de la publication [26]

Le prototype est fabriqué en métal et recouvert d'argent. Les deux filtres fonctionnent sur des cavités bi-bandes, ce qui permet d'assurer quatre bandes passantes (correspondantes aux quatre canaux). L'isolation mesurée entre les deux filtres est d'au moins 50 dB sur toute la bande de fonctionnement. Comme on peut le voir sur la Figure 13 qui montre un à un les accords possibles pour les quatre canaux du diplexeur (un graphique par accord de canal), les intéractions entre les deux filtres sont inexistantes (sur les graphiques : aucune variation des courbes bleues quand on bouge un canal rouge, et inversement), et sont très faibles entre les modes d'un même filtre (entre les courbes de même couleur). Ainsi, les auteurs de cette publication ont réussi à isoler les deux canaux accordables de leur diplexeur en gardant le niveau des pertes relativement faible.

Pour atteindre ce niveau d'accord, il est cependant nécessaire de disposer dans le même temps d'une capacité à positionner chaque plot capacitif dans 2 directions indépendantes (x et z dans l'article), ce qui doit poser des problèmes de contact, et rend difficile une actuation non manuelle.

Comme on a pu le voir dans cette sous-partie, un certain nombre de systèmes utilisant des diplexeurs (et quelques triplexeurs) accordables existent déjà. Ils utilisent pour la plupart des éléments d'accord à très faible facteur de qualité pour des applications en technologie planaire, ce qui en fait des candidats non probants pour notre besoin qui est avant tout un

système qui devra allier souplesse d'accord et très faibles pertes, rendant la technologie volumique indispensable. La toute dernière publication qui vient d'être présentée [26], et la seule utilisant un système volumique, est très récente (août 2017), ce qui augure peut-être d'autres résultats de ce type dans les temps à venir.

1-3 Différentes topologies de multiplexeurs pouvant se prêter à de l'accordabilité

Cette seconde sous-partie va développer les différentes topologies de multiplexeurs existantes et va permettre ainsi d'avoir une vue d'ensemble de celles qui sont les plus utilisées dans la littérature. Ainsi que le détaille la publication [4], les topologies de multiplexeurs les plus communes sont les suivantes : à coupleurs 3 dB, à circulateurs, à filtres directifs et à manifold. On peut également ajouter à cette liste les multiplexeurs à résonateurs couplés et à interrupteurs. Ces derniers ayant déjà été détaillés dans la sous-partie précédente, ils ne seront pas repris ici, tous les papiers sur le sujet ayant déjà été évoqués. Chaque topologie fera l'objet d'un paragraphe expliquant sa méthode de fonctionnement, ses avantages et inconvénients ainsi que les publications qui peuvent s'y rapporter pour différents types d'applications.

1-3-1 Multiplexeurs à résonateurs couplés

Cette topologie à résonateurs couplés est basée sur l'absence totale de circuit de recombinaison comme les manifolds ou les circulateurs. Le système est uniquement composé d'un certain nombre de résonateurs couplés entre eux et faisant office de filtres directement connectés. La conception de ce type de multiplexeurs ne repose que sur la synthèse de la matrice de couplage globale du système.

La base théorique de synthèse des matrices de couplages de type « N+2 », c'est-à-dire tenant compte de l'entrée et de la sortie du système filtrant pour une application généralisée à l'ensemble des systèmes multiports, est posée par R. J. Cameron en 2003 [27]. Puis, en 2004, M. Garcia-Lamperez *et al.* développent une méthode analytique exacte [28] pour la synthèse de matrices de réseaux multiports formés par des résonateurs couplés.

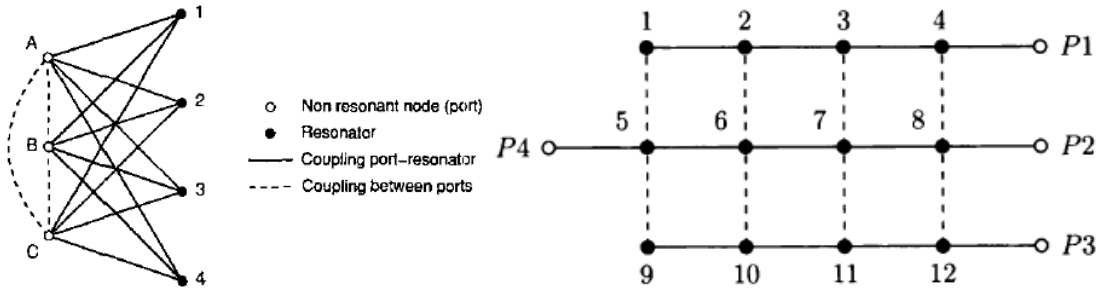
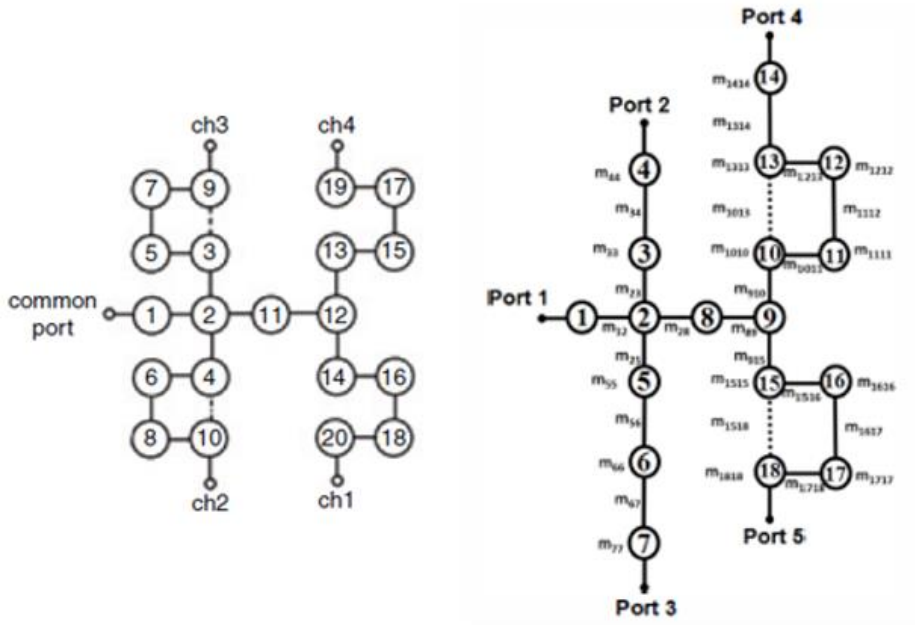


Figure 14 : Diagrammes d'un réseau transversal multiport général de la publication [28] (à gauche), et des résonateurs et couplages d'un multiplexeur à trois canaux en topologie à résonateurs couplés de la publication [29] (à droite)

Nous proposons d'analyser les résultats d'une série de publications présentant diverses nouvelles topologies d'ensemble de résonateurs et techniques avantageuses pour la conception de systèmes de ce type. La publication [29] propose la création de pseudo-zéros de transmission pour améliorer la sélectivité hors-bande des filtres, qui est un paramètre important pour la conception d'un multiplexeur accordable, et le papier [30] démontre la synthèse d'un diplexeur et d'un diviseur de puissance (potentiellement utilisable) ainsi qu'une nouvelle topologie en diplexeur permettant l'utilisation de n'importe quel type de résonateurs.

Le papier [31], plus récent (2013), propose lui-aussi deux nouvelles topologies : la première permettant de créer un zéro de transmission dans la bande de garde entre deux filtres, ce qui est un avantage dans les cas de filtres fréquentiellement proches, la seconde est une structure spécifique qui limite les connexions d'un résonateur à maximum trois autres, limitant ainsi les effets des couplages parasites non désirés qui ont tendance à apparaître dans ces systèmes.



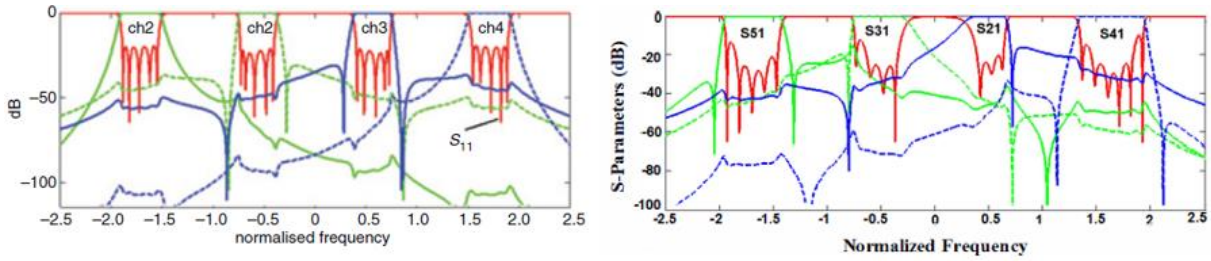


Figure 15 : Exemple de structures, symétrique (à gauche, publication [32]) et asymétrique (à droite, publication [33]) pour un multiplexeur à quatre canaux avec les courbes des paramètres S en dB en dessous de chaque structure

Les deux derniers [32 et 33] datent de 2015 et sont des mêmes auteurs. Le premier propose une structure permettant de s'affranchir de la limitation sur le nombre de canaux possiblement connectables entre eux, et le second est une extension du premier qui en plus permet de gérer des canaux asymétriques (différents nombres de résonateurs par canal), un nombre impair de canaux dans le système et l'utilisation de différents types de résonateurs.

Afin de conclure à propos de ce type de multiplexeurs à résonateurs couplés, il faut savoir que très peu de maquettes ont été fabriquées, n'offrant ainsi que peu de résultats mesurés. Seuls les papiers [30] et [31] en proposent : ils montrent un diplexeur à 10 GHz avec une adaptation supérieure à 20 dB et des pertes d'insertion à environ 0,4 dB pour des bandes relatives de l'ordre de 0,5 % [30], et un multiplexeur à quatre canaux et 16 pôles fabriqué en aluminium avec des pertes entre 1,5 et 2 dB (celles-ci pouvant être imputées pour partie aux vis métalliques de réglage servant à compenser les tolérances de fabrication). Dans tous les cas, la difficulté de ce type de circuits est leur synthèse.

Enfin, la grande force de cette topologie est la compacité. De par l'absence de circuit de recombinaison, ou même de composants supplémentaires tels qu'un manifold ou des circulateurs, la taille de ce genre de systèmes est particulièrement réduite.

1-3-2 Multiplexeurs à coupleurs 3 dB

Ce type de multiplexeurs est relativement ancien, et utilise des coupleurs 3 dB pour séparer les différentes voies. Comme on le voit sur la Figure 16, chaque sortie est constituée de deux coupleurs et deux filtres identiques. Le signal à traiter par le multiplexeur entre dans le premier étage, et du fait du déphasage entre les sorties des coupleurs et de la présence des filtres

identiques, la part du signal comprise dans la bande passante des filtres est orientée vers la sortie de l'étage, alors que le reste du signal est réfléchi à l'accès connecté à l'étage suivant.

Cette solution permet d'annuler complétement les interactions entre les canaux et permet également de réaliser les conditions d'adaptation des filtres.

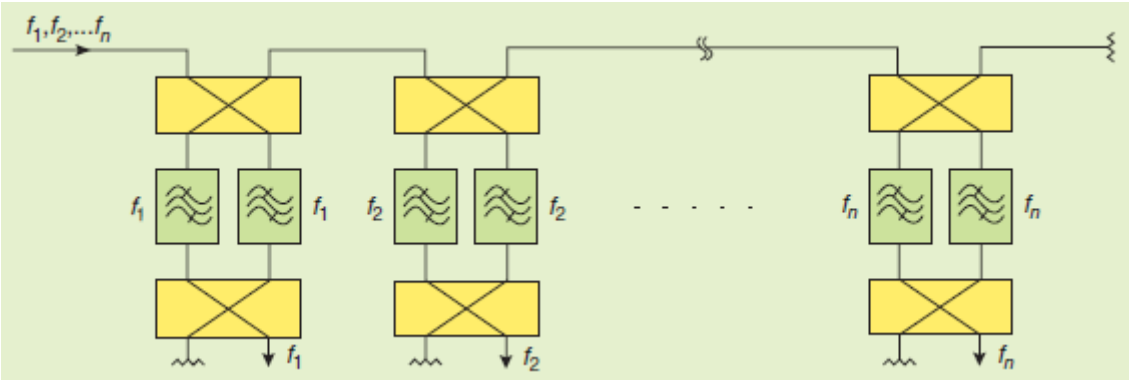


Figure 16 : Schéma de principe d'un multiplexeur à coupleurs 3 dB issu de la publication [4] avec en vert les filtres (deux identiques par canal) et en jaune les coupleurs

En revanche, ce grand avantage n'est pas gratuit : le nombre conséquent de composants pour chaque canal (quatre avec deux coupleurs et deux filtres) fait que cette topologie prend beaucoup de place et pèse lourd. De par ce désavantage d'encombrement, cette solution n'a pas été retenue dans le cadre de cette thèse.

Quelques publications proposent des avancées sur le sujet. La première [34] détaille la conception d'un diplexeur en utilisant des filtres asymétriques sur un wafer HTS (pour High Temperature Superconductor, ou superconducteur haute température en français). En utilisant des filtres interdigités, les auteurs montrent que l'on peut améliorer le comportement en bord de bande passante (niveau d'isolation).

Les deux papiers suivants utilisent une version modifiée de la topologie de base. Le premier [35] propose de remplacer les deux filtres de chaque canal par un seul filtre bi-bande en utilisant des lignes de transmission CRLH (Composite Right-Left Handed, ou Composé Droite-Gauche en français). Chaque bande des deux filtres (les auteurs travaillent sur un multiplexeur à quatre canaux) sera donc gérée par une ligne de transmission. Le prototype fabriqué affiche des pertes sur les bandes passantes entre 0,4 et 1,9 dB à 2,2 GHz.

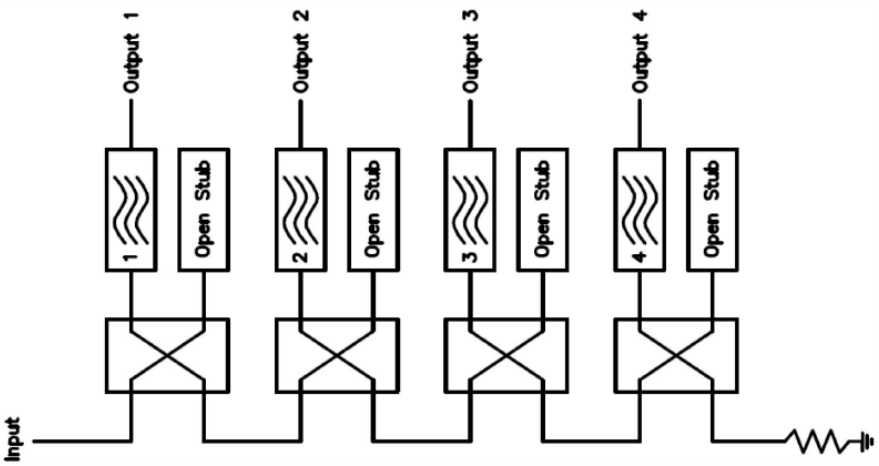


Figure 17 : Schéma de principe de la version modifiée d'un multiplexeur à coupleurs 3 dB issue de la publication [36] où un des deux filtres de chaque canal est remplacé par une ligne ouverte

L'autre papier [36] supprime le second coupleur et remplace le second filtre de chaque canal par une longueur de ligne ouverte (voir Figure 18), cette dernière assurant la gestion des réflexions sur le coupleur. Permettant ainsi de diminuer grandement la taille et le poids de leur système, les auteurs proposent un multiplexeur d'entrée à quatre canaux à 12 GHz en technologie planaire (sur substrat d'alumine). Les pertes d'insertion, non problématiques pour leur application, sont entre 5 et 8 dB selon la bande (deux des quatre filtres voyant des longueurs supplémentaires de lignes, ils montrent plus de pertes). Des pertes d'au moins 3 dB sont inhérentes à cette topologie.

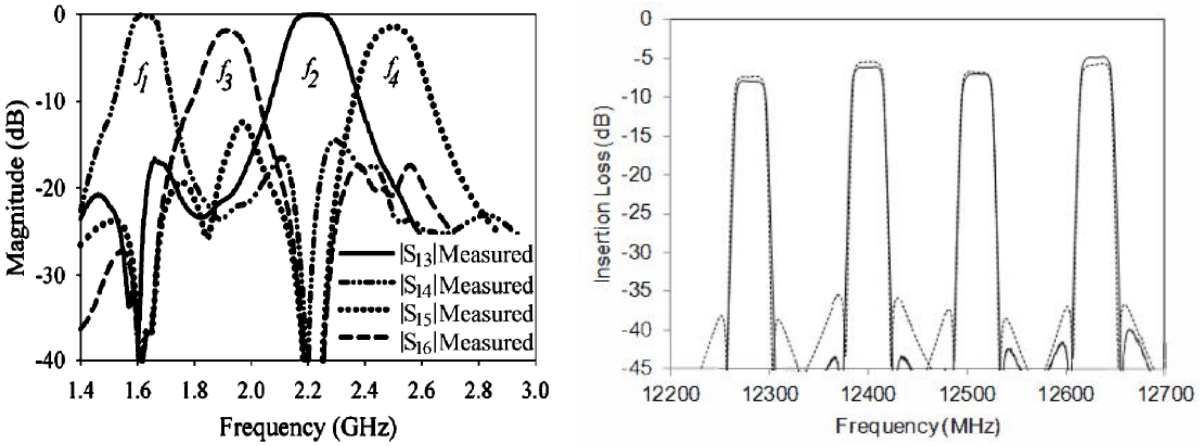


Figure 18 : Graphiques des paramètres S en transmission en dB pour les quatre canaux des multiplexeurs des publications [35] à gauche et [36] à droite

Une autre publication propose un travail sur un multiplexeur utilisant ces coupleurs 3 dB [37]. Celui-ci comporte quatre canaux de 4 GHz de bande passante chacun (allant de 2 à 18 GHz). Il est composé de filtres en lignes microrubans sur substrat d'alumine et les pertes d'insertion des filtres sont inférieures à 5 dB pour toute la bande du multiplexeur.

Utilisant les coupleurs 3 dB pour supprimer les intéractions entre les filtres, cette topologie possède donc un bon avantage sur la topologie manifold en ce qui concerne la complexité de conception, la tenue en puissance et l'absence de résonance parasite. De plus, l'ajout supplémentaire d'un canal sur le système une fois terminé ne pose pas de problème particulier et ne modifie pas son fonctionnement, là aussi contrairement au manifold. Cependant, le coût en terme de poids et de taille est un réel handicap pour une application aux charges utiles de satellite, sauf à ce que le coût pour cette solution d'obtenir une accordabilité soit nettement plus faible que pour les solutions concurrentes.

1-3-3 Multiplexeurs à circulateurs

Le multiplexeur à circulateurs utilise le principe de non-réciprocité des circulateurs pour séparer les canaux et éviter les interactions entre les filtres grâce au niveau d'isolation atteint. Lorsque la bande passante complète du multiplexeur arrive sur le premier circulateur, la part de signal comprise dans la bande passante du premier filtre sera orientée vers la charge placée en sortie du filtre, le reste du signal étant réfléchi par le filtre et orienté par le circulateur vers le second filtre, décalé en fréquence, ainsi de suite jusqu'au dernier canal (voir Figure 19).

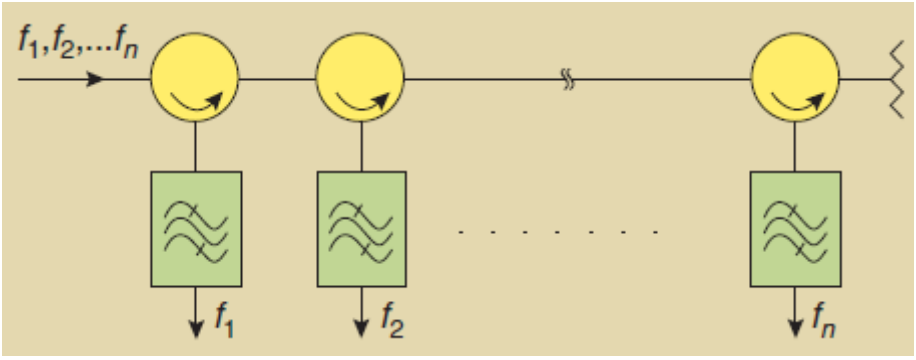


Figure 19 : Schéma de principe d'un multiplexeur à circulateurs issu de la publication [4]

Cette topologie a l'avantage d'éviter les résonnances parasites ainsi que les intéractions entre filtres, mais souffre d'un inconvénient : les pertes. Même en utilisant des circulateurs très faibles pertes (il est possible d'atteindre 0,2 dB par circulateur), celles-ci se cumulent et on se retrouve, pour un exemple de circuit à cinq canaux, avec un dernier filtre ayant 1 dB de pertes supplémentaires. Ceci n'est pas problématique pour des multiplexeurs d'entrée de charge utile (les amplificateurs de puissance étant après) mais n'est pas concevable en sortie, pour notre application.

Les articles sur des multiplexeurs à circulateurs ne sont pas particulièrement faciles à trouver, les résultats d'un tel système étant évidents, peu de recherches sont effectuées sur le sujet.

Cependant, certaines équipes ont travaillé sur la conception de composants type diplexeur en utilisant des circulateurs. Pour ne pas alourdir ce chapitre, les publications suivantes ne seront pas profondément explicitées, seul le sujet et les résultats seront donnés. En 1962, un article propose l'utilisation d'un circulateur et de matériau ferromagnétique pour faire un diplexeur [38]. Pour cela, les auteurs travaillent à des fréquences juste au-dessus et au-dessous de celle de résonnance du matériau ferromagnétique, ce qui permet au circulateur de travailler dans un sens ou dans l'autre, et ainsi fonctionner comme un diplexeur. La même année, un second article [39] poursuit l'œuvre du premier et, en assemblant un circulateur avec un diplexeur, propose ainsi un circuit faisant office de quadriplexeur, comme on peut le voir sur le schéma de la Figure 20.

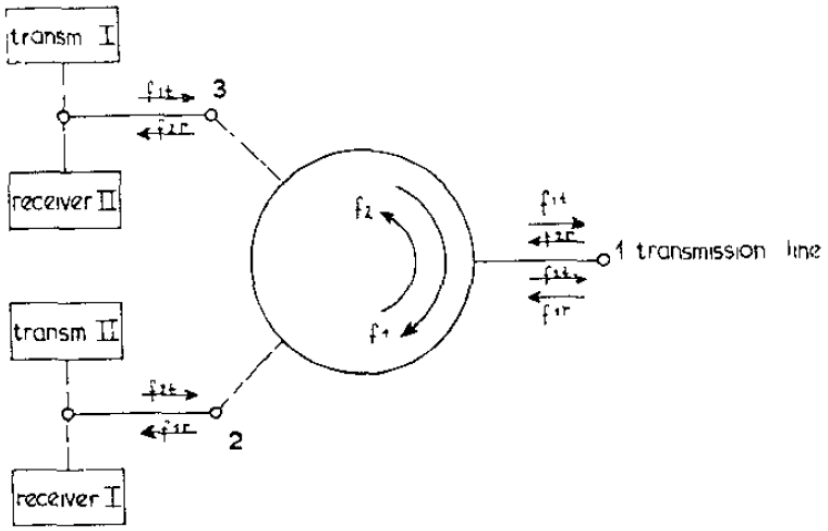


Figure 20 : Schéma de principe du circuit de la publication [39] faisant office de quadriplexeur en assemblant un circulateur avec un diplexeur

Deux autres publications, plus récentes, proposent des circuits de diplexeurs en assemblant un circulateur avec deux filtres passe-bandes : le premier [40] avec des filtres en lignes microrubans à 3 pôles (voir la Figure 21 suivante), proposant des bandes passantes de 170 MHz à 2,85 et 3,15 GHz avec une isolation de 30 dB et des pertes entre 2 et 4 dB.

Le second [41] est constitué de filtres SIW (Substrate Integrated Waveguide, ou Guide d'onde Intégré au Substrat en français) et dont le circulateur est fait à partir d'iris inductifs métalliques et d'un matériau de type ferrite au centre (voir Figure 21). Les mesures sur un

prototype montrent une isolation de 33 dB entre les deux voies, des pertes d'insertion dans les bandes entre 3 et 4 dB pour un fonctionnement à 32 et 33 GHz et des bandes passantes relatives de 4 et 5 %.

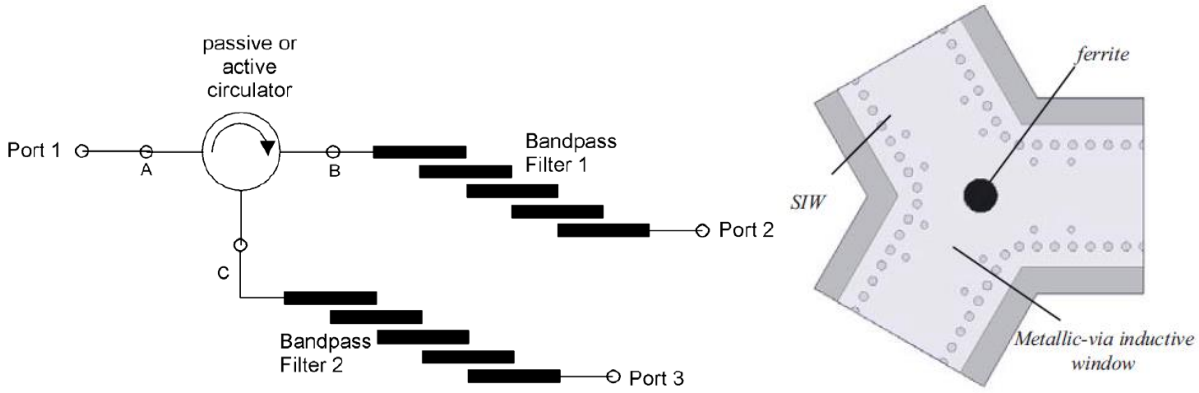


Figure 21 : Schéma du circuit du diplexeur avec les lignes microrubans de la publication [40] à gauche et schéma du circulateur en technologie SIW de la publication [41] à droite

1-3-4 Multiplexeurs à filtres directifs

Ce type de multiplexeur est basé sur un nombre de filtres directifs mis en cascade équivalent au nombre de canaux requis (voir Schéma de la Figure 22). Ces filtres fonctionnent de la manière suivante : ce sont des composants à quatre ports dont un est adapté (port 4) et dont la puissance entrante au port 1 est transmise avec une réponse de filtre passe-bande sur le port 2, toutes les autres fréquences réfléchies repartant vers le port 3 et les autres canaux.

Les multiplexeurs à coupleurs présentés dans une partie précédente s'inscrivent dans cette catégorie de solution, mais il peut être imaginé d'autres topologies de filtres directifs.

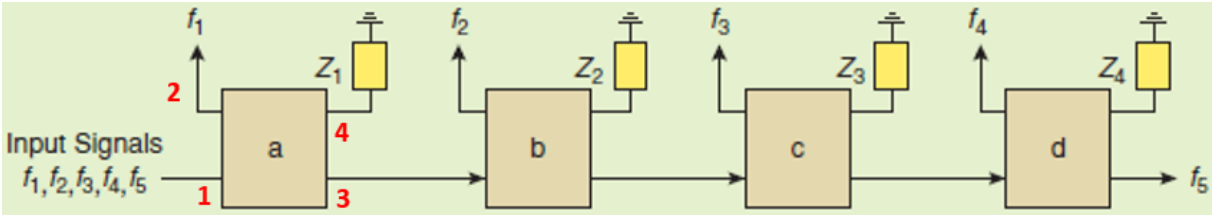


Figure 22 : Schéma de principe d'un multiplexeur à filtres directifs issu de la publication [4]

Ce système a l'avantage, comme avec les circulateurs et les coupleurs 3 dB, que les filtres n'interagissent pas entre eux. De plus, il ne comporte pas autant de composants que le système classique à coupleurs. En revanche, ces filtres ne peuvent gérer que des bandes étroites. Contrairement aux bibliographies des précédentes topologies, où la plupart des systèmes

proposés sont des diplexeurs, plusieurs publications proposent ici des prototypes de multiplexeurs à plusieurs canaux.

La première [42], de 1958, détaille comment assembler plusieurs filtres directifs pour une application de type multiplexeur en posant la théorie correspondante et montre un exemple avec un prototype à cinq canaux. Un second papier de la même année [43] propose une procédure pour concevoir des filtres directifs avec des valeurs de paramètres de filtrage données (bande passante, sélectivité, ondulation). Cette procédure ne s'applique en revanche que pour les versions en technologie planaire.

Beaucoup plus récemment (2002), une équipe montre un prototype à faibles pertes [44] dont les filtres sont fabriqués en guides microrubans avec un substrat diélectrique Polyguide®. Leur impédance d'entrée est constante parce que les ports de sortie ne sont pas directement reliés au reste du multiplexeur. Le prototype fabriqué possède trois canaux à respectivement 1,47, 2,9 et 4,4 GHz et n'affiche en mesure qu'environ 0,7 dB de pertes d'insertion.

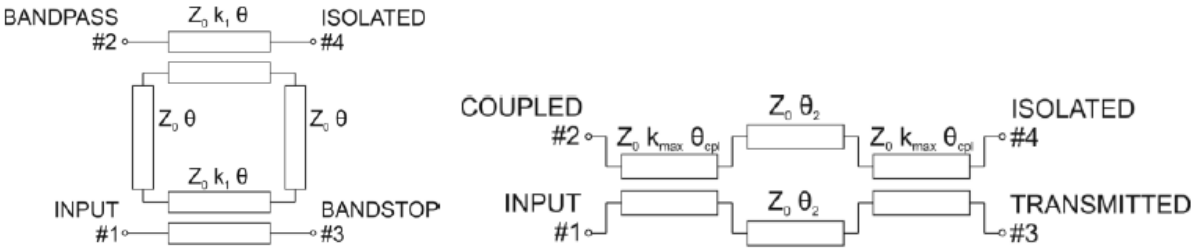


Figure 23 : Schématiques d'un filtre directif en technologie planaire [45] : version normale (à gauche) et version miniaturisée (à droite)

Les deux dernières publications, qui sont récentes et des mêmes auteurs, proposent un nouveau concept de multiplexeur à filtres directifs miniaturisé avec des lignes couplées, en utilisant la technologie microruban multicouche. La première [45] détaille le design dans une version dite « normale » (agencement des lignes en forme de boucle) et leur version dite « miniaturisée » dont l'agencement des lignes a été modifié. La seconde [46] ajoute la création de zéros de transmission dans la fonction de filtrage lorsque que les lignes entre les résonateurs respectent des valeurs bien précises de longueur électrique (somme des deux longueurs = nπ).

Les filtres directifs ont de sérieux atouts à faire valoir tant sur le plan électrique (faibles pertes) que système (pas d'interactions entre canaux, faible taille). En revanche, les fonctions de filtrage ne permettent pas, en tout cas pour l'instant, d'obtenir des bandes passantes très larges, ce qui peut réduire leur champ d'application.

1-3-5 Multiplexeurs à manifold

Les systèmes utilisant un manifold, guide d'onde vide servant de composant de recombinaison pour les différents canaux, sont légions et cette topologie sert de multiplexeur « de base » pour de nombreuses applications. Pour venir connecter les filtres sur ce guide, celui-ci comporte des jonctions appelées tés, qui peuvent être soit en plan H (bras du filtre dans le plan horizontal) soit en plan E (bras du filtre vertical), comme visible sur l'image de gauche de la Figure 24. Elles sont particulièrement importantes car au cœur du système et sont souvent soumises à des résonnances parasites. De par ses atouts que sont les très faibles pertes, la taille ou le temps de propagation de groupe, le manifold reste la référence pour des systèmes en sortie de charge utile.

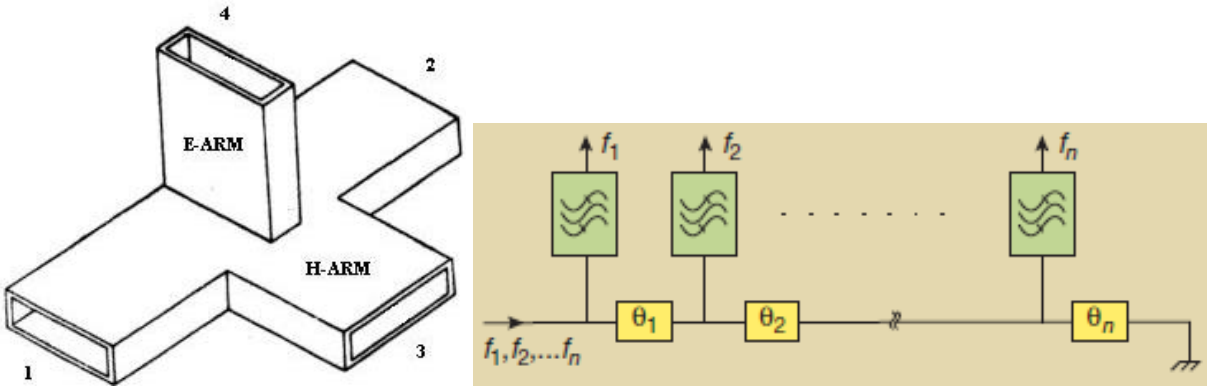


Figure 24 : Schéma d'un té avec un bras en plan H et un bras en plan E (à gauche) et schéma de principe d'un multiplexeur à manifold (à droite) issus de la publication [4]

En revanche, trois inconvénients rendent difficile l'utilisation de ce genre de systèmes pour de l'accordabilité. Tous les canaux sont sensibles les uns aux autres, c'est-à-dire que la moindre modification d'un des filtres change l'impédance vu par les autres et modifie donc sa réponse. De plus, une fois le design d'un multiplexeur à manifold terminé, il est impossible d'ajouter un ou plusieurs canaux supplémentaires sans devoir refaire l'ensemble de la conception du système. Enfin, le nombre de canaux pouvant être associés, tout en étant important, reste limité : lorsque la longueur de guide augmente, il devient difficile d'éviter des résonances parasites dans la bande utile, ces résonances étant créées par la génération de signaux stationnaires entre les discontinuités que sont les différentes sorties de canaux.

De par le nombre important de publications traitant de multiplexeurs à manifold, il est nécessaire d'en ordonner la présentation selon des critères. La première partie traitera principalement des papiers avec un thème général applicatif de ces systèmes et la seconde sera portée surtout sur les procédures liées à un système de multiplexeur type manifold. Une

description exhaustive de chacune de ces publications prendrait très rapidement la taille d'un chapitre entier. Ainsi, il sera simplement précisé quel est le sujet de la publication (pour les plus légères) et en précisant la fonction et la raison du travail proposé (pour les autres). De cette manière, il sera donné une vue générale rapide et précise de ce qui peut se faire avec un multiplexeur à manifold.

▪ Thème général applicatif : De nombreuses publications traitent de diverses applications utilisant ce système. En commençant avec un manifold simple avec des tés plan H [47], un manifold ridgé (qui comporte un plot capacitif assurant un éloignement fréquentiel des modes parasites) et des filtres chargés par une pièce diélectrique (permettant de réduire la taille des composants résonnants) [48], ou bien avec des tés en plan E et des filtres ridgés [49]. Parfois, les formes des pièces diélectriques peuvent varier et prendre des formes plus spécifiques comme des hélices [50].

Dans d'autres cas plus particuliers, le système ne comporte pas un mais deux manifold : un en entrée de certains canaux et un second en sortie d'autres canaux, par exemple lorsque l'on a besoin d'assembler un DEMUX (démultiplexeur) avec un OMUX [51].

Certaines équipes de recherche concentrent leur travail sur les jonctions du manifold. En remplaçant la sortie de celles-ci (la longueur de guide d'onde entre le manifold et le filtre) par une connexion coaxiale [52], en les supprimant [53] ou en les transformant en jonction Y réciproques et symétriques [54] ce qui permet d'ajouter des canaux supplémentaires sans modification de l'existant.

D'autres applications, de type diplexeur ou triplexeur, existent aussi [55]. Ainsi que des multiplexeurs à manifold en circuits imprimés, le manifold étant en forme d'anneau et les filtres en lignes microrubans couplées [56].

▪ Procédures : Là-aussi, différents types de publications existent : celles portant plutôt sur la théorie (de filtrage, de recombinaison des signaux), d'autres sur les équivalences entre simulateurs et enfin celles sur les procédures d'optimisation.

Les articles sur la théorie sont principalement ceux écrits par J. D. Rhodes dans les années 1970. Le premier est basé surtout sur l'étude des multiplexeurs avec des filtres directement connectés entre eux (multiplexeur en étoile) avec une extension pour ceux

connectés avec un manifold [57]. Le second étend ce travail sur les filtres passe-bandes connectés sur un manifold [58]. Le dernier de cette catégorie n'est pas de cet auteur et est plus récent. Il propose une formule qui permet d'avoir un meilleur point de départ pour l'optimisation des variables du design [59], étape obligatoire dans la conception d'un tel système.

Les articles traitant des équivalences entre les simulateurs sont là aussi peu nombreux. Le premier développe un circuit équivalent des iris d'entrée et de sortie des filtres ayant le même comportement réaliste que des données issues de simulation 3D [60]. Les deux autres [61, 62] discutant de l'utilisation d'un modèle distribué (avec des lignes de transmission). Ce modèle, considéré comme l'étape intermédiaire entre la simulation circuit et la simulation 3D, assure (presque) la rapidité du premier avec la précision du second.

Enfin, le dernier type de procédures concerne celles sur les optimisations. Certaines publications abordent des techniques d'optimisation ou des améliorations de techniques existantes, et les autres plutôt des méthodes générales.

Des techniques d'optimisations numériques simples [63] à celles permettant d'ajouter des canaux supplémentaires [64] ou d'optimiser directement l'ensemble des paramètres d'un multiplexeur [65], elles assurent de meilleurs résultats et un gain de temps. Une autre propose d'utiliser des blocs de composants issus de simulations 3D et de les injecter dans un circuit [66], permettant d'assurer rapidité et précision, méthode qui par ailleurs sera utilisée dans les travaux de ce manuscrit. Enfin, une étude spécifique sur les résonnances de manifold et comment les supprimer en jouant sur certains paramètres clés (hauteur du manifold ou encore hauteur des iris d'entrée des filtres les plus hauts en fréquence) peut être trouvée dans un autre papier [67].

Les méthodes générales assurent des conceptions différentes pour le design d'un multiplexeur. Certains papiers proposent des analyses par étapes pour concevoir sans élément de réglage post-fabrication [68], plusieurs autres utilisent un mélange plus ou moins équilibré de simulation circuit et 3D [69 à 71] et un autre une conception pas-à-pas du système en partant d'un filtre avec son té et le court-circuit du manifold, puis d'ajouter à l'optimisation un étage supplémentaire (un filtre et son té), et ainsi de suite [72].

Enfin, la toute dernière publication de ce chapitre [73] met en avant l'utilisation d'un simulateur utilisant des réseaux neuronaux et qui est associé aux autres simulateurs classiques pour résoudre mieux et plus vite les difficultés liées à cette topologie complexe.

1-4 Conclusion

Il faut rappeler que, pour le moment, très peu de publications font état d'accordabilité dans des systèmes multiplexeurs. En mettant à part les systèmes dits « à interrupteurs », qui permettent d'allumer ou d'éteindre directement des canaux mais qui ne sont pas modifiables en terme de fréquences et/ou de bandes passantes, ainsi que les diplexeurs (ou triplexeurs) qui ne sont intrinsèquement pas des multiplexeurs de par leur conception limitée en terme de canaux, seules deux équipes (celles de M. Rosenberg et de M. Arnold) ont pour le moment publié des papiers sur des multiplexeurs accordables.

Ils ont montré qu'en utilisant des systèmes d'accords mécaniques (perturbateurs ou mouvements des parois des cavités), il est possible de venir modifier les paramètres principaux (fréquence centrale et bande passante) de filtres montés en multiplexeur. Cependant, la complexité de ce type de conceptions limite le nombre d'applications possibles, et donc le nombre de publications. Dans le but de résumer les différents types de multiplexeurs possibles, le Tableau 1 suivant présente qualitativement les caractéristiques de chacun.

	Résonateurs couplés	**Coupleurs 3 dB**	**Circulateurs**	**Filtres directifs**	**Manifold**
Complexité	★★★★★	★☆☆☆☆	★☆☆☆☆	★★☆☆☆	★★★★☆
Pertes	★☆☆☆☆	★★★★☆	★★★★★	★★☆☆☆	★☆☆☆☆
Compacité	★☆☆☆☆	★★★★★	★★★☆☆	★★☆☆☆	★★☆☆☆
Bandes réalisables	★☆☆☆☆	★☆☆☆☆	★☆☆☆☆	★★★★☆	★☆☆☆☆

Tableau 1 : Comparatif des différents types de multiplexeurs selon plusieurs paramètres évaluant le système (en dégradé avec vert = très bon et rouge = très mauvais)

De par ses arguments de performances électriques, le manifold reste le composant de recombinaison le plus utilisé pour l'application de charge utile pour satellite de télécommunication, malgré ses faiblesses d'interaction forte entre les canaux et de complexité importante. Pour ses avantages, c'est donc sur un multiplexeur à manifold que les travaux de cette thèse seront effectués.

La recherche bibliographique qui vient d'être présentée avait pour but d'exprimer quel est le paysage de la recherche universitaire actuelle sur les multiplexeurs accordables d'une part, et de donner un aperçu des possibilités offertes par les différents types de multiplexeurs existants d'autre part. Par ailleurs, des travaux antérieurs avaient été menés sur le sujet des multiplexeurs par Pierre Mazet en 2012 [74], et notamment sur la façon d'éviter des résonances parasites du manifold. Le prochain chapitre détaillera les premières simulations de multiplexeurs avec des logiciels dits circuit et 3D, ainsi que diverses études sur plusieurs topologies d'un multiplexeur à manifold.

Bibliographie du Chapitre 1 :

[1] U. Rosenberg, D. Rosowsky, W. Rummer and D. Wolk, "Tunable Manifold Multiplexers - A New Possibility For Satellite Redundancy Philosophy," *1988 18th European Microwave Conference*, Stockholm, Sweden, 1988, pp. 870-875.

[2] J. D. Rhodes, "Dual Manifold feed High Power Multiplexers with Interacting, Synchronously Tunable, Channels," *1992 22nd European Microwave Conference*, Helsinki, Finland, 1992, pp. 389-394.

[3] A. Morini *et al*., "Improvement of dual-manifold architecture for the design of reconfigurable diplexers," *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Phoenix, AZ, 2015, pp. 1-4.

[4] R. I. Cameron and M. Yu, "Design of manifold-coupled multiplexers," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 5, pp. 46-59, Oct. 2007.

[5] Z. Brito-Brito, J. C. B. Reyes and I. Llamas-Garro, "Recent advances in reconfigurable microwave filters," 2011 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011), Natal, 2011, pp. 338-346.

[6] 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," *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, London, 2016, pp. 655-658.

[7] U. Rosenberg *et al*., "Novel remote controlled dual mode filter providing flexible re-allocation of center frequency and bandwidth," *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, San Francisco, CA, 2016, pp. 1-3.

[8] 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," *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, London, 2016, pp. 536-539.

[9] C. Arnold, J. Parlebas, R. Meiser and T. Zwick, "Fully Reconfigurable Manifold Multiplexer," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 10, pp. 3885-3891, Oct. 2017.

[10] J. S. Martens *et al*., "HTS-based switched filter banks and delay lines," in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 3, no. 1, pp. 2824-2827, March 1993.

[11] I. C. Reines *et al*., "A low loss RF MEMS Ku-band integrated switched filter bank," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 2, pp. 74-76, Feb. 2005.

[12] S. F. Peik, B. Jolley and R. R. Mansour, "Switched superconductive filter-banks," *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535)*, 2004, pp. 131-134 Vol.1.

[13] C. I. Mobbs, "The Use of Matched Four-Port Filters to Realize Switched Multiplexer Having Low Amplitude and Group Delay Ripple," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, no. 12, pp. 1183-1191, Dec 1987.

[14] P. D. Laforge, R. R. Mansour and M. Yu, "Manifold-coupled switched filter bank implementing filters with embedded switches," *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Atlanta, GA, 2008, pp. 1027-1030.

[15] A. C. Guyette, "Theory and Design of Intrinsically Switched Multiplexers With Optimum Phase Linearity," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 9, pp. 3254-3264, Sept. 2013.

[16] C. H. Ko and G. M. Rebeiz, "A 1.4–2.3-GHz Tunable Diplexer Based on Reconfigurable Matching Networks," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 5, pp. 1595-1602, May 2015.

[17] C. F. Chen, Cheng-Yu Lin, Bo-Hao Tseng and Sheng-Fa Chang, "A compact tunable microstrip diplexer using varactor-tuned dual-mode stub-loaded resonators," 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), Tampa, FL, 2014, pp. 1-3.

[18] X. G. Huang, Jin-Qi Zhang, Yi-Qun Lin and Qian-Yin Xiang, "Electronic tunable diplexer with wide tuning range," 2016 Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS), Shanghai, 2016, pp. 3511-3514.

[19] E. E. Djoumessi and K. Wu, "Electronically tunable diplexer for frequency-agile transceiver front-end," 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Anaheim, CA, 2010, pp. 1472-1475.

[20] T. Yang and G. M. Rebeiz, "Three-Pole 1.3–2.4-GHz Diplexer and 1.1–2.45-GHz Dual-Band Filter With Common Resonator Topology and Flexible Tuning Capabilities," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 61, no. 10, pp. 3613-3624, Oct. 2013.

[21] J. Xu and Y. Zhu, "Tunable Bandpass Filter Using a Switched Tunable Diplexer Technique," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 4, pp. 3118-3126, April 2017.

[22] W. Feng; Y. Zhang; W. Che, "Tunable Dual-Band Filter and Diplexer Based on Folded Open Loop Ring Resonators," in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs , vol.PP, no.99, pp.1-1

[23] T. Yang and G. M. Rebeiz, "A 1.26-3.3 GHz Tunable Triplexer With Compact Size and Constant Bandwidth," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 26, no. 10, pp. 786-788, Oct. 2016.

[24] H. Joshi, H. H. Sigmarsson, S. Moon, D. Peroulis and W. J. Chappell, "Tunable high Q narrow-band triplexer," *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Boston, MA, 2009, pp. 1477-1480.

[25] M. Abu Khater, Y. C. Wu and D. Peroulis, "Tunable Cavity-Based Diplexer With Spectrum-Aware Automatic Tuning," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 65, no. 3, pp. 934-944, March 2017.

[26] S. W. Wong, F. Deng, J. Y. Lin, Y. M. Wu, L. Zhu and Q. X. Chu, "An Independently Four-Channel Cavity Diplexer With 1.1–2.8 GHz Tunable Range," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 27, no. 8, pp. 709-711, Aug. 2017.

[27] R. J. Cameron, "Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 1, pp. 1-10, Jan 2003.

[28] Garcia-Lamperez, M. Salazar-Palma and T. K. Sarkar, "Analytical synthesis of microwave multiport networks," 2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535), Fort Worth, TX, USA, 2004, pp. 455-458 Vol.2.

[29] A. Garcia-Lamperez, M. Salazar-Palma and T. K. Sarkar, "Compact multiplexer formed by coupled resonators with distributed coupling," 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Washington, DC, 2005, pp. 89-92 Vol. 1A.

[30] T. F. Skaik, M. J. Lancaster and F. Huang, "Synthesis of multiple output coupled resonator circuits using coupling matrix optimisation," in IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 5, no. 9, pp. 1081-1088, June 27 2011.

[31] X. Shang, Y. Wang, W. Xia and M. J. Lancaster, "Novel Multiplexer Topologies Based on All-Resonator Structures," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 61, no. 11, pp. 3838-3845, Nov. 2013.

[32] D. A. Tubail and T. F. Skaik, "Synthesis of coupled resonator-based multiplexers with generalised structures using coupling matrix optimisation," in Electronics Letters, vol. 51, no. 23, pp. 1891-1893, 11 5 2015.

[33] T. F. Skaik and D. A. Tubail, "Novel multiplexer topologies based on coupled resonator structures," 2015 IEEE 15th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), Lecce, 2015, pp. 1-4.

[34] R. R. Mansour, F. Rammo and V. Dokas, "Design of hybrid-coupled multiplexers and diplexers using asymmetrical superconducting filters," 1993 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Atlanta, GA, USA, 1993, pp. 1281-1284 vol.3.

[35] T. K. Kataria, S. P. Sun, A. Corona-Chavez and T. Itoh, "New Approach to Hybrid Multiplexer Using Composite Right-Left Handed Lines," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 21, no. 11, pp. 580-582, Nov. 2011.

[36] J. Chang, J. Fiedziuszko, S. Berry and D. Harvey, "Microstrip hybrid coupled input multiplexer design for satellite communications," 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), Tampa, FL, 2014, pp. 1-3.

[37] S. Uysal, A. H. Aghvami and S. A. Mohamed, "Microstrip channelling filters using -3 dB directional couplers," IEE Colloquium on Multi-Octave Active and Passive Components and Antennas, London, 1989,

[38] J. Brown and J. Clark, "A Unique Solid-State Diplexer (Correspondence)," in IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 10, no. 4, pp. 298-298, July 1962.

[39] L. v. d. Kint and E. Schanda, "A Microwave Quadruplexer (Correspondence)," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 11, no. 1, pp. 90-92, Jan 1963.

[40] C. E. Saavedra, "Diplexer using a circulator and interchangeable filters," 2008 7th International Caribbean Conference on Devices, Circuits and Systems, Cancun, 2008, pp. 1-5.

[41] Junxia He, Kuandong Gao and Zhenhai Shao, "A novel compact ka-band high-rejection diplexer based on substrate integrated waveguide," 2012 International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP), Leshan, 2012, pp. 193-197.

[42] F. S. Coale, "Applications of Directional Filters for Multiplexing Systems," in IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 6, no. 4, pp. 450-453, October 1958.

[43] L. P. Tuttle and R. D. Wanselow, "Practical Design of Strip-Transmission-Line Half-Wavelength Resonator Directional Filters," in IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 7, no. 1, pp. 168-173, January 1959.

[44] V. Neubauer, M. Mayer and G. Magerl, "A novel low loss microwave multiplexer design based on directional filters," Proceedings RAWCON 2002. 2002 IEEE Radio and Wireless Conference (Cat. No.02EX573), 2002, pp. 257-260.

[45] J. Sorocki, I. Piekarz, S. Gruszczynski and K. Wincza, "Miniaturized directional filter multiplexer for band separation in UWB antenna systems," 2015 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Hobart, TAS, 2015, pp. 1-4.

[46] J. Sorocki, I. Piekarz, S. Gruszczynski and K. Wincza, "Cascaded loops directional filter with transmission zeroes for multiplexing applications," 2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON), Krakow, 2016, pp. 1-4.

[47] S. C. Holme, "A 12 GHz 12 Channel Contiguous Multiplexer for Satellite Applications," 1984 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Francisco, CA, USA, 1984, pp. 295-296.

[48] W. C. Tang, J. Sferrazza, B. Beggs and D. Siu, "Dielectric Resonator Output Multiplexer for C-Band Satellite Applications," 1985 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, St. Louis, MO, USA, 1985, pp. 343-345.

[49] G. Goussetis and D. Budimir, "E-Plane Manifold Multiplexers with Improved Bandwidth," 2001 31st European Microwave Conference, London, England, 2001, pp. 1-4.

[50] L. P. Luo, T. Su, Z. P. Ren and B. Wu, "Design of helical filters manifold multiplexer using a novel equivalent circuit model," 2010 International Symposium on Signals, Systems and Electronics, Nanjing, 2010, pp. 1-4.

[51] Q. Shi and M. Yu, "Ka-band dual multiplexer with a connected channel," 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), Seattle, WA, 2013, pp. 1-3.

[52] C. J. Holme and S. J. Fiedziuszko, "A 4 GHz dielectric continuous output multiplexer for satellite applications," 1993 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Atlanta, GA, USA, 1993, pp. 443-446 vol.1.

[53] X. Yin, J. Yang and S. Sun, "A hybrid model for manifold multiplexers without sleeves," 2016 46th European Microwave Conference (EuMC), London, 2016, pp. 1175-1178.

[54] A. Morini and T. Rozzi, "Synthesis of modular multiplexers employing interconnected Y-junctions manifolds," 1995 25th European Microwave Conference, Bologna, Italy, 1995, pp. 971-974.

[55] N. Mohottige, U. Jankovic and D. Budimir, "Ultra compact E-plane waveguide multiplexers," 2015 European Microwave Conference (EuMC), Paris, 2015, pp. 964-966.

[56] M. Zewani and I. C. Hunter, "Design of Ring-Manifold Microwave Multiplexers," 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Francisco, CA, 2006, pp. 689-692.

[57] J. D. Rhodes and R. Levy, "A Generalized Multiplexer Theory and Design of Manifold Multiplexer," *1978 IEEE-MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Ottawa, ON, Canada, 1978, pp. 211-213.

[58] J. D. Rhodes and R. Levy, "Design of General Manifold Multiplexers," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 27, no. 2, pp. 111-123, Feb 1979.

[59] A. Morini, T. Rozzi and M. Morelli, "New formulae for the initial design in the optimization of T-junction manifold multiplexers," 1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Denver, CO, USA, 1997, pp. 1025-1028 vol.2.

[60] M. S. Uhm, J. Lee, J. H. Park and J. P. Kim, "An efficient optimization design of a manifold multiplexer using an accurate equivalent circuit model of coupling irises of channel filters," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005., 2005, pp. 4 pp.-.

[61] M. Brumos, S. Cogollos, M. Martínez, P. Soto, V. E. Boria and M. Guglielmi, "Design of waveguide manifold multiplexers with dual-mode filters using distributed models," 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), Tampa, FL, 2014, pp. 1-4.

[62] S. Cogollos et al., "Efficient Design of Waveguide Manifold Multiplexers Based on Low-Order EM Distributed Models," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 8, pp. 2540-2549, Aug. 2015.

[63] R. G. Egri, A. E. Williams and A. E. Atia, "A Contiguous-Band Multiplexer Design," 1983 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston, MA, USA, 1983, pp. 86-88.

[64] X. P. Liang, K. A. Zaki and A. E. Atia, "Channel expansion and tolerance analysis of waveguide manifold multiplexers," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, no. 7, pp. 1591-1594, Jul 1992.

[65] G. Tanne, S. Toutain, J. F. Favennec, P. Jarry and C. Boschet, "Optimal design of contiguous-band output multiplexers (COMUX)," in Electronics Letters, vol. 29, no. 19, pp. 1674-1675, 17 Sept. 1993.

[66] T. Sieverding and F. Arndt, "Combined Circuit-/Field-Theory CAD Procedure for Manifold Multiplexers with Circular Cavities," 1994 24th European Microwave Conference, Cannes, France, 1994, pp. 437-442.

[67] H. Hu and K. L. Wu, "Diagnosis and remedy of manifold spurious mode resonance in waveguide multiplexers," Asia-Pacific Microwave Conference 2011, Melbourne, VIC, 2011, pp. 1570-1573.

[68] L. Accatino and M. Mongiardo, "Hybrid circuit-full-wave computer-aided design of a manifold multiplexers without tuning elements," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 9, pp. 2044-2047, Sep 2002.

[69] D. Bariant et al., "Method of spurious mode compensation applied to manifold multiplexer design," 2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.02CH37278), Seattle, WA, USA, 2002, pp. 1461-1464 vol.3.

[70] M. A. Ismail, D. Smith, A. Panariello, Y. Wang and M. Yu, "EM based design of large-scale dielectric resonator multiplexers by space mapping," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003, Philadelphia, PA, USA, 2003, pp. 291-294 vol.1.

[71] G. Macchiarella and S. Tamiazzo, "Polynomial design of manifold multiplexers," 2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Baltimore, MD, 2011, pp. 1-4.

[72] C. Carceller, P. Soto, V. Boria, M. Guglielmi and J. Gil, "Design of Compact Wideband Manifold-Coupled Multiplexers," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 10, pp. 3398-3407, Oct. 2015.

[73] S. Q. Li, Y. Wang and M. Yu, "Effective modeling of filters in the design and optimization of multiplexers," 2015 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), Ottawa, ON, 2015, pp. 1-3.

[74] MAZET Pierre. *Etude de nouveaux dispositifs hyperfréquences pour le multiplexage et le routage dans les charges utiles de satellite*. Thèse de doctorat : Électronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique. Limoges : Université de Limoges, 2012.

CHAPITRE 2 : Analyse de différentes topologies de multiplexeurs

2-1 Introduction

Après ce tour d'horizon des solutions déjà existantes pour les multiplexeurs, nous allons présenter dans ce chapitre les différentes études topologiques qui ont été effectuées durant cette thèse pour un multiplexeur de sortie, système défini par un cahier des charges issu de besoins variés en matière d'OMUX (spécifications CNES, besoins TAS).

Le but de ce chapitre est, à travers la simulation et l'optimisation de multiplexeurs à manifold dans les différentes topologies qui seront testées, de pouvoir comparer celles-ci ; les avantages et les difficultés de chacune seront expliqués et détaillés pour leur capacité à être compatibles avec une accordabilité en fréquence centrale et en bande passante, afin de déterminer quel est le meilleur candidat à choisir pour la conception et la fabrication d'une maquette. Des paramètres importants comme la facilité d'optimisation ou le nombre potentiel de commandes d'actuation seront discutés.

Nous nous limiterons dans cette partie à des analyses sur la base de modèles approchés, permettant d'estimer des faisabilités, tout en n'allant pas au dimensionnement précis de chacune des topologies. A la fin de ce chapitre, un tableau comparatif complet permettra de façon synthétique de résumer les différentes études qui auront été faites, dans l'objectif de pouvoir choisir laquelle sera étudiée plus en détails par la suite.

Ce chapitre comportera plusieurs parties permettant d'arriver pas-à-pas à la simulation d'un multiplexeur à manifold (description des outils de conception, simulation d'un filtre puis d'un multiplexeur). Ensuite, une comparaison sera faite avec un multiplexeur sans manifold (diplexeur). Les parties suivantes détailleront deux autres topologies de multiplexeurs à manifold : transversale et transversale-à-paires.

2-2 Description des outils de conception utilisés

Pour commencer, nous allons présenter les logiciels principaux qui ont été nécessaires pour effectuer ces travaux : Felo, créé par Stéphane Bila et utilisé sous sa forme html « SyMaCo » créée par Aurélien Périgaud, Advanced Design System (ADS®) de la société Agilent Technologies©, High Frequency Structure Simulator (HFSS®) de la société ANSYS© et enfin µWave Wizard® (MWW™) de la société Mician GmbH©.

SyMaCo est un outil de synthèse de filtres. Il permet d'obtenir les courbes des paramètres S et la matrice de couplage d'un filtre, à partir d'un cahier des charges intégrant sa fréquence centrale, sa bande passante, le facteur de qualité des résonateurs, le niveau d'adaptation et la fonction de filtrage désirée (Butterworth, Tchebycheff, …).

Plusieurs publications et thèses traitent des méthodes de synthèse des filtres, et définissent notamment ce qu'est une matrice de couplage [1]. Nous avons fait le choix de ne pas développer la présentation de ces méthodes, et de renvoyer à ces références dans le cadre de ce mémoire, les travaux présentés ici ne faisant qu'exploiter l'outil de synthèse disponible au sein du laboratoire. Une matrice de couplage reflète le comportement fréquentiel d'un filtre et elle est déterminée à partir de ses paramètres électriques. Elle contient l'ensemble des valeurs normalisées (ou non, selon le type de matrice) des couplages entre l'entrée, la sortie et les différents résonateurs du filtre (nommés M_{ij}), ainsi que les fréquences des résonateurs (nommées M_{ii}).

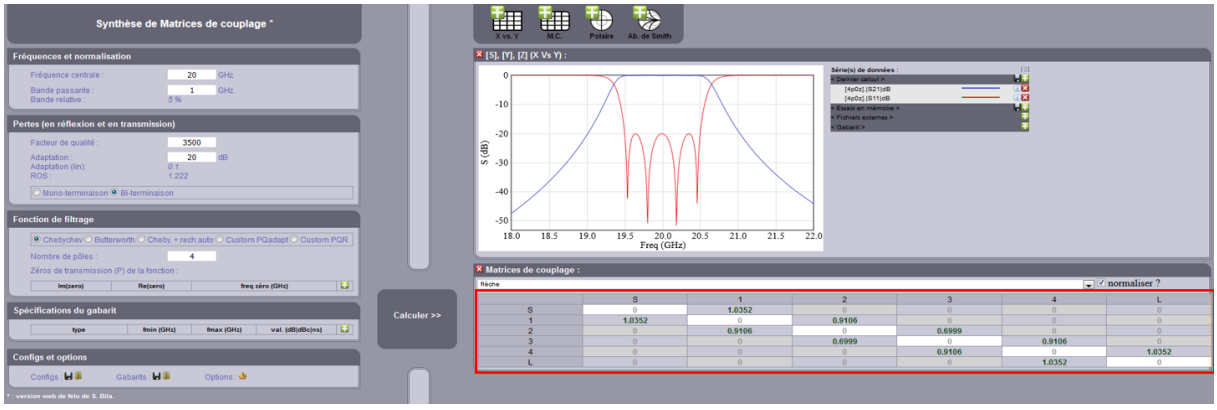


Figure 25 : Vue principale de l'outil SyMaCo avec à gauche les paramètres utilisateurs du filtre et à droite les courbes des paramètres S en dB du filtre avec sa matrice de couplage

ADS® est un simulateur dit « circuit » car il permet l'étude sur la base de modèles élémentaires d'un grand nombre de fonctions électriques autant actives que passives. Il va nous permettre la simulation de circuits équivalents de multiplexeurs en éléments localisés ou distribués, ainsi que l'optimisation de certains paramètres dans le but d'obtenir les réponses électriques attendues. Les temps d'analyses de ce simulateur sont compatibles avec ces procédures d'optimisation. Son incapacité à prendre en compte des interactions entre éléments non adjacents dans un circuit, le nombre limité de modèles en bibliothèque, ou la nature monomodale des analyses sont les principales limitations de cette approche dans le cadre des travaux développés dans ce manuscrit.

HFSS® est un simulateur 3D de champs électromagnétiques utilisant la Méthode des Eléments Finis (MEF)* avec un maillage adaptatif. Il est utilisé ici comme étape supplémentaire de vérification d'une conception après une simulation circuit sur ADS®, et comme simulateur pour des objets complexes comme un manifold, des tés ou des diviseurs de puissance. Le temps d'analyse devient cependant rapidement important lorsque les dispositifs deviennent complexes, ce qui rend ce simulateur incompatible pour des optimisations multi-paramètres directes.

MWW™ est un logiciel de simulation 3D utilisant la méthode du mode-matching (le logiciel effectue une décomposition modale aux accès de chaque composant élémentaire du dispositif, composant élémentaire traité lui-même par une approche modale ou par éléments finis). Les topologies traitées par ce logiciel sont cependant limitées aux composants élémentaires constituant sa bibliothèque. Il est néanmoins très bien adapté aux structures intégrant des guides volumiques, et grâce à la rapidité de ses simulations, c'est ce logiciel qui sera utilisé pour les simulations et les dernières phases d'optimisation des multiplexeurs complets.

Ainsi, l'ensemble des études faites durant cette thèse l'a été en alliant les simulations et les résultats de ces outils : la théorie, la synthèse, la simulation circuit et la simulation 3D. De façon prévisible, certains problèmes issus de la gestion des interfaces entre les logiciels ont dû être réglés, principalement entre ADS® et HFSS®. En effet, il apparaît que les valeurs d'impédances, que l'on pourrait appeler « de référence », pour chacun de ces deux outils ne sont pas les mêmes. Il faut donc tenir compte de cette différence lorsque l'on utilise des fichiers de valeurs (par exemple de type s2p) issus d'un logiciel comme HFSS® pendant la simulation d'un autre comme ADS®.

2-3 Simulation d'un filtre 4 pôles

Dans le but d'expliquer la méthode qui est utilisée pour la simulation, nous allons détailler ici comment est effectuée la synthèse d'un filtre, dans une topologie classique. Pour cet exemple, nous allons simuler un filtre de type Tchebychev avec les caractéristiques suivantes :

- 4 pôles
- Fréquence centrale Fc = 20 GHz
- Bande passante BP = 1 GHz ($BP_{relative}$ = 5 %)
- Adaptation dans la bande de 20 dB

Sur la base de l'utilisation de Felo, il est possible d'obtenir les courbes des paramètres S de ce filtre, ainsi que sa matrice de couplage. On peut alors utiliser cette matrice pour calculer les valeurs des composants du filtre en éléments localisés, puis simuler le dispositif au moyen du logiciel ADS® (Figure 26). Pour l'ensemble des simulations ADS®, les fréquences centrales et les bandes passantes des filtres seront généralement définies en tant que variables que l'on viendra modifier selon le besoin, la plupart des autres variables utilisant ces dernières pour être calculées.

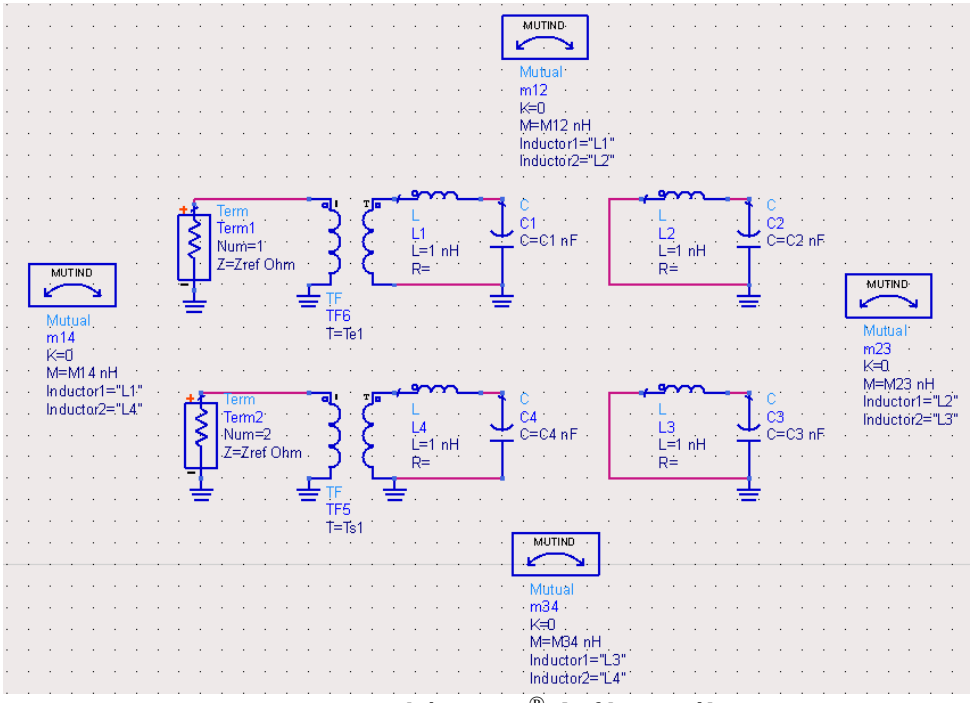


Figure 26 : Schéma ADS® du filtre 4 pôles

Chaque pôle du filtre est lié à un circuit résonant série, constitué d'une capacité C en série avec une inductance L. Pour régler la fréquence de résonnance du pôle, on fixe par exemple la valeur de L à 1 nH, et on calcule alors la valeur de C avec l'équation suivante :

$$C(nF) = \frac{1}{4 \times \pi^2 \times freq^2(GHz^2)} \qquad \text{(équation 1)}$$

où freq est la fréquence du pôle.

Pour la topologie classique utilisée ici, il n'y a pas de décalage des pôles par rapport à la fréquence centrale du filtre, donc les 4 pôles sont à Fc = 20 GHz. Ce qui, pour notre exemple, fixe la valeur à $C_i = 6{,}33.10^{-5}$ nF.

Pour ce qui est du lien entre les circuits résonants, il est fait par des mutuelles inductances (« MUTIND » dans le schéma), qui permettent de réaliser les couplages inter-résonateurs (directs ou croisés). La valeur de ceux-ci, en nH, est issue du calcul de dénormalisation suivant :

$$M_{ij} = m_{ij} \times \frac{BP}{Fc} \qquad \text{(équation 2)}$$

où m_{ij} sont les valeurs des couplages inter-résonateurs issues de la matrice de couplage

Les derniers éléments qui restent à définir sont les transformateurs, éléments de couplages d'entrée et de sortie du filtre. Leur valeur est calculée ainsi, pour le couplage d'entrée (le calcul est identique pour le couplage de sortie) :

$$T_e = m_{e1} \times \sqrt{\frac{2 \times \pi \times BP}{Z_{ref}}} \qquad \text{(équation 3)}$$

où m_{e1} est le couplage d'entrée, Z_{ref} l'impédance de référence Z(ADS)

En simulant ce filtre en éléments localisés, sur la bande 19 – 21 GHz, on obtient les courbes de paramètres S suivants, en adéquation avec la simulation théorique de Felo :

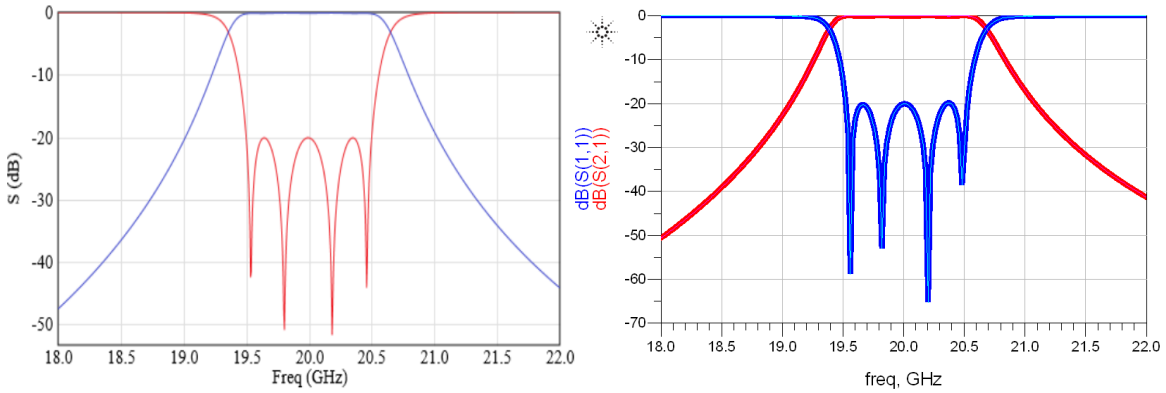


Figure 27 : Courbes des paramètres S en dB du filtre 4 pôles simulé avec Felo (à gauche) et avec ADS® (à droite)

C'est donc de cette manière que, en partant des paramètres théoriques de base d'un filtre, on simule celui-ci au niveau circuit avec le logiciel ADS®. Dès lors, on peut passer à l'étape suivante de simulation : le multiplexeur. Dans le but de commencer simplement, nous allons concevoir un multiplexeur de sortie avec deux canaux. Ce cas se rapproche de celui d'un diplexeur, à ceci près qu'il y aura bien un manifold pour recombiner les deux voies.

2-4 Simulation d'un multiplexeur deux canaux en topologie classique

2-4-1 Simulation initiale du multiplexeur

Pour simuler un multiplexeur en topologie classique sous ADS®, il faut partir de la conception du filtre de base conçu précédemment, qui servira à caractériser chaque canal que l'on souhaite créer, et ajouter un manifold qui va relier les sorties des différents canaux des filtres (voir Figure 28).

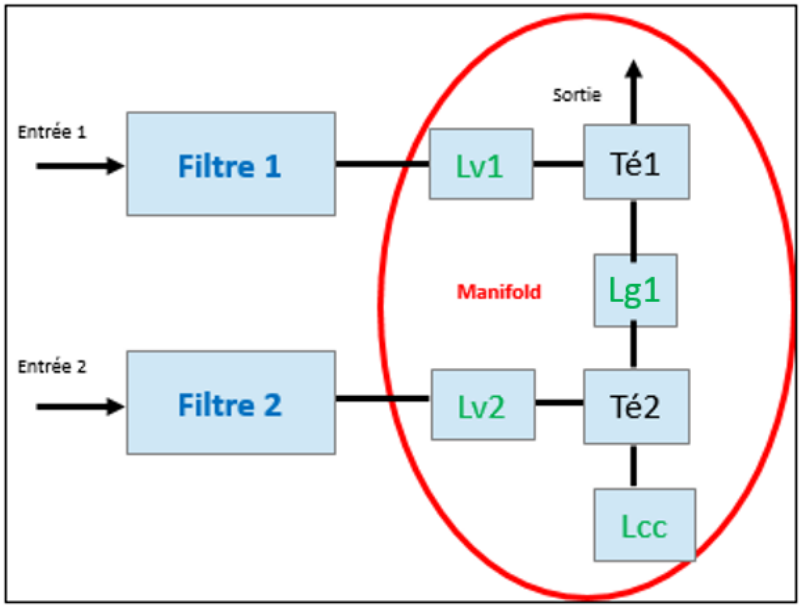


Figure 28 : Schéma du multiplexeur à deux canaux en topologie classique avec, pour le manifold, les guides d'onde en vert (longueurs Lv1, Lv2, Lg1 et Lcc) et les tés (Té1, Té2) en noir

Afin de correspondre à la demande de Thales Alénia Space, un premier cahier des charges avait été établi pour cet OMUX (pour Output Multiplexer). Celui-ci est issu d'un besoin de leur part concernant les satellites multimédias avec un débit descendant en bande Ka (18 – 26 GHz). Le cahier des charges est le suivant :

- Multiplexeur à deux canaux en topologie classique
- Deux filtres 6 pôles
- Bande totale couverte : 19,7 – 20,2 GHz
- Filtre 1 : Fc_1 = 19,8175 GHz et BP_1 = 235 MHz (1,2%)
- Filtre 2 : Fc_2 = 20,0825 GHz et BP_2 = 235 MHz (1,2%)
- Adaptation dans les bandes des filtres : S11 ≤ -20 dB

Pour la simulation de ce multiplexeur, il faut d'abord rechercher les matrices de couplage de chacun des deux filtres qui le composent. De la même manière que précédemment, on utilise Felo pour obtenir ces matrices de couplage, qui sont identiques. En effet, la seule différence entre les deux filtres est leur fréquence centrale, et la matrice donnée par Felo est normalisée et ne tient donc pas compte de la fréquence centrale.

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	1.0021	0	0	0	0	0	0
1	1.0021	0	-0.8430	0	0	0	0	0
2	0	-0.8430	0	0.6111	0	0	0	0
3	0	0	0.6111	0	0.5834	0	0	0
4	0	0	0	0.5834	0	0.6111	0	0
5	0	0	0	0	0.6111	0	0.8430	0
6	0	0	0	0	0	0.8430	0	1.0021
L	0	0	0	0	0	0	1.0021	0

Figure 29 : Matrice de couplage normalisée des filtres du multiplexeur

Ensuite, pour la simulation du manifold, il est nécessaire d'importer des tés en guide d'onde en plus des guides basiques utilisés car ADS® n'en possède pas dans sa bibliothèque. Les dimensions des guides d'onde sont celles des guides standards, les simulations prévues s'étalant de 19,5 à 20,5 GHz, il a été décidé d'utiliser le WR51 (WG19) ayant les dimensions suivantes : a = 12,954 mm et b = 6,477 mm, dont la plage nominale est 14,5 – 22 GHz.

Une simulation HFSS® d'un té en guide d'onde WR51 est donc faite sur la même bande. Celui-ci est en plan H (voir Figure 30) et ses plans d'accès sont définis pour prendre en charge une procédure de recalibrage, c'est-à-dire que l'utilisateur décale les plans de référence pour une simulation quasi monomode dans ces plans d'accès et le logiciel va apporter une correction de phase pour ne simuler virtuellement que le « cœur » du té.

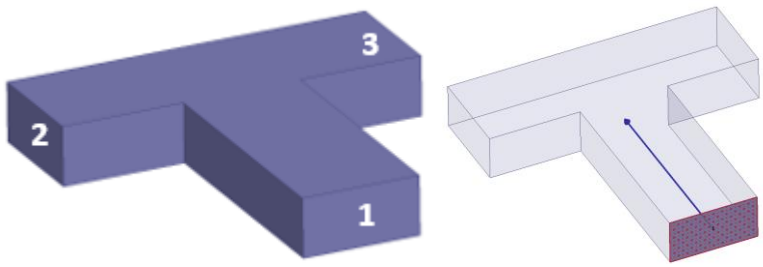


Figure 30 : Simulation HFSS® du té trois ports en plan H avec l'exemple du port 1 recalibré pour placer le plan d'accès à la jonction du té (flèche sur la droite)

Une fois que la simulation est terminée, on exporte les résultats dans le logiciel ADS® en prenant la précaution de corriger la valeur de l'impédance de référence. Le té peut maintenant être utilisé dans la simulation du multiplexeur. On ajoute, pour le manifold, quatre éléments de guides d'onde qui correspondent aux parties du manifold autres que les tés, de longueurs Lv1 et Lv2 (en face des filtres 1 et 2), Lg1 (entre les deux tés) et Lcc (du côté du court-circuit), et les deux circuits qui correspondent aux deux filtres six pôles. Ces derniers sont les mêmes que pour la simulation servant d'illustration au paragraphe précédent, mais avec deux résonateurs de plus.

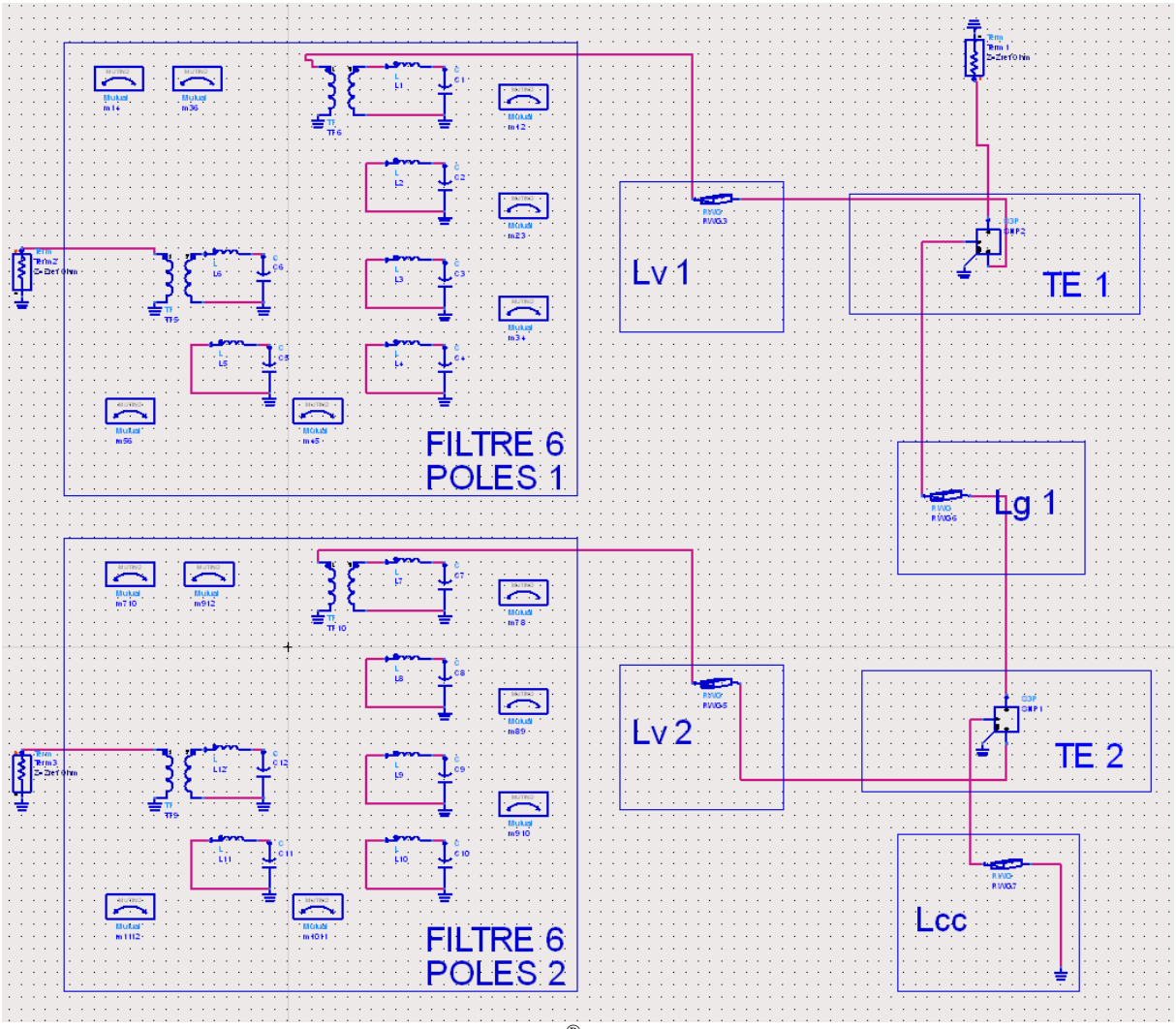


Figure 31 : Schéma global de la simulation ADS® du multiplexeur avec les deux filtres à gauche et le manifold à droite

Si l'on lance la simulation de ce circuit de base sans aucune optimisation, en utilisant les valeurs théoriques pour chaque composant, les courbes obtenues sont relativement éloignées de la réponse finale attendue (voir Figure 32). Pour les guides d'ondes, une longueur correspondant à $\lambda_g/4$ est utilisée pour la fréquence centrale du multiplexeur (20 GHz ici → λ_g = 18,376 mm). Cela revient à mettre des longueurs physiques de 4,594 mm pour chaque guide. Pour les valeurs des paramètres des filtres, ils sont directement issus de la matrice de couplage théorique de chaque filtre.

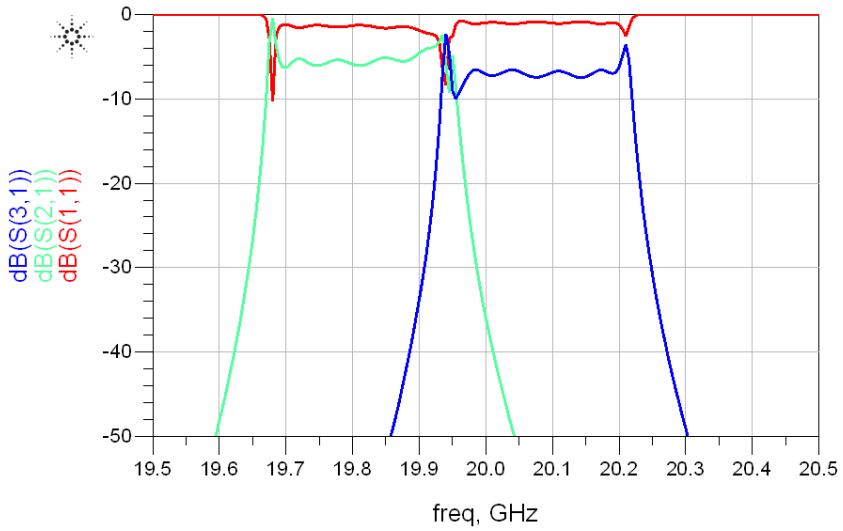


Figure 32 : Courbes des paramètres S en dB de la simulation ADS® du multiplexeur avec les paramètres de base pour chaque composant

En faisant varier différents paramètres, il est possible d'optimiser la réponse en paramètres S de ce système pour accorder les deux filtres sur le besoin du cahier des charges. Les variables utilisées pour cette optimisation sont : les longueurs des guides d'ondes du manifold (Lv1, Lv2, Lg1 et Lcc), les couplages d'entrée/sortie des filtres (à travers la modification de la valeur des transformateurs d'entrée/sortie Te1, Te2, Ts1 et Ts2), les couplages inter-résonateurs m_{ij} des filtres (6 variables par filtre, les filtres utilisés ne comprenant qu'un seul couplage indirect) et les fréquences des résonateurs de chaque filtre m_{ii} (6 variables par filtre). Ce qui fait au total 32 variables d'optimisation.

Dans le but de réduire ce nombre afin de faciliter l'optimisation, et surtout réduire le temps de simulation nécessaire, le choix a été fait de ne pas modifier les valeurs des capacités, qui ont donc une valeur fixe et égale pour tous les résonateurs de chaque filtre et correspondant à la fréquence centrale de celui-ci, ce qui réduit le nombre total de variables à 20. De plus, les couplages m_{ij} normalisés du second filtre seront égaux à ceux du premier filtre, seule la dénormalisation modifiera ces valeurs pour les adapter à chaque bande et fréquence centrale des filtres. On passe alors à 15 variables au total.

Ainsi, après avoir optimisé le mieux possible le multiplexeur, en utilisant les techniques d'optimisation détaillées en Annexe 1, on obtient les courbes suivantes :

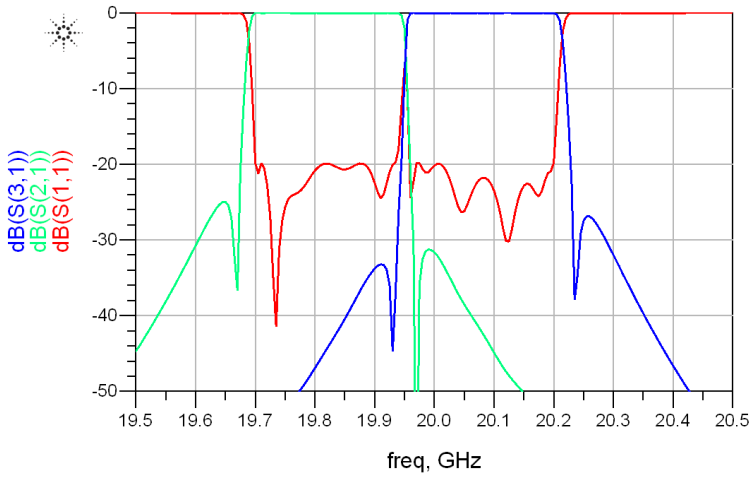


Figure 33 : Courbes des paramètres S en dB du multiplexeur en simulation ADS® après optimisation de 15 variables sur la bande 19,5 – 20,5 GHz

On constate que l'adaptation dans les bandes respecte le besoin à 20 dB, mais n'est pas optimale, les pôles n'étant pas équidistants et équilibrés ; la sélectivité des filtres n'est alors pas optimale. Afin de vérifier s'il est possible d'améliorer ce résultat, on refait une optimisation en relâchant la contrainte sur le nombre de variables d'optimisation. On teste avec les 32 variables de départ et on cherche une réponse optimale sur les deux filtres. De façon logique, le temps d'optimisation est plus grand avec autant de variables, mais l'optimiseur arrive à converger, les conditions initiales étant proches de l'objectif final. Cette procédure d'optimisation, consistant à partir de conditions initiales réalistes à augmenter progressivement le nombre de paramètres d'optimisation par ordre décroissant de niveaux de sensibilité sur la réponse électrique, a été adoptée dans une grande partie des optimisations développées au cours de ces travaux.

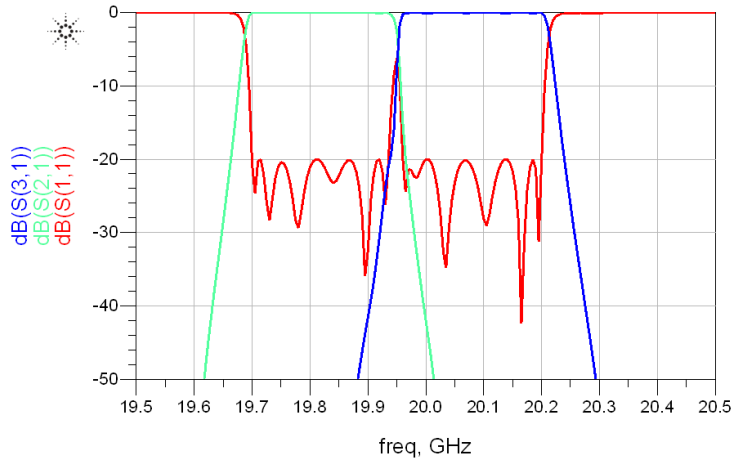


Figure 34 : Courbes des paramètres S en dB du multiplexeur en simulation ADS® après optimisation des 32 variables sur la bande 19,5 – 20,5 GHz

Il faut noter que le cahier des charges comporte entièrement la bande 19,5 – 20,5 GHz en la découpant en deux bandes passantes égales. Hors, pour des raisons de sélectivité, il n'est

pas possible de faire commencer la seconde bande directement à la fin de la première. Il est nécessaire de laisser une bande de garde, bande non utilisée qui n'appartient à aucun des deux filtres, pour les séparer. Plus cette bande de garde est faible, plus le multiplexeur est difficile à optimiser, mais plus elle est importante, plus on perd de bande passante et donc de débit potentiel. Il s'agit donc de trouver un compromis, et nous allons traiter ce problème dans le paragraphe suivant.

2-4-2 Etude sur la valeur de la bande de garde du multiplexeur

En utilisant le multiplexeur à deux canaux sur la bande 19,5 – 20,5 GHz, on effectue des simulations en faisant varier la valeur de la bande de garde. Dans le cadre idéal d'une sélectivité infinie des filtres, les bandes des deux filtres font 250 MHz chacune, et couvrent donc entièrement la bande du multiplexeur de 500 MHz. Dans un cas plus réaliste, avec une bande de garde de 50 MHz, par exemple, on diminue d'autant le total de la bande utilisable pour les deux canaux. Leur bande passante est donc réduite à 450 MHz, correspondant à 225 MHz de bande pour chaque filtre. La bande de garde reste toujours centrée dans ces simulations au milieu de la bande totale du multiplexeur.

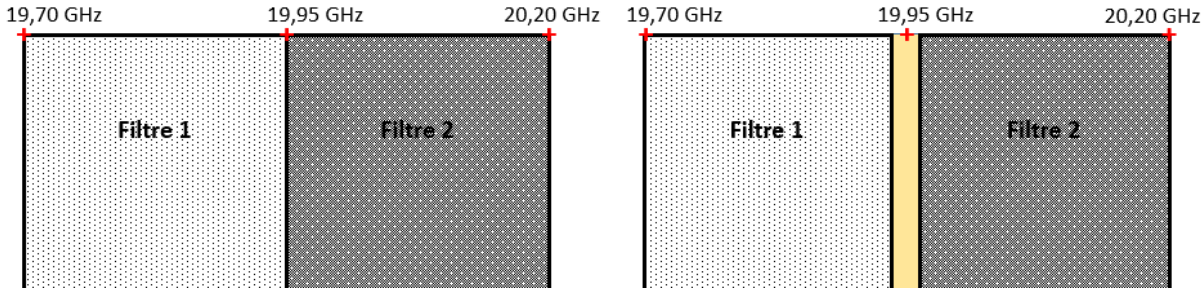


Figure 35 : Schémas fréquentiels du multiplexeur avec les bandes des deux filtres avec à gauche la spécification initiale et à droite la bande réalisée comprenant une bande de garde en jaune

Différentes simulations du multiplexeur ont été faites avec des valeurs de bandes de garde variables, dans le but de réduire au maximum cette valeur, qui constitue de l'information perdue pour le canal de communication.

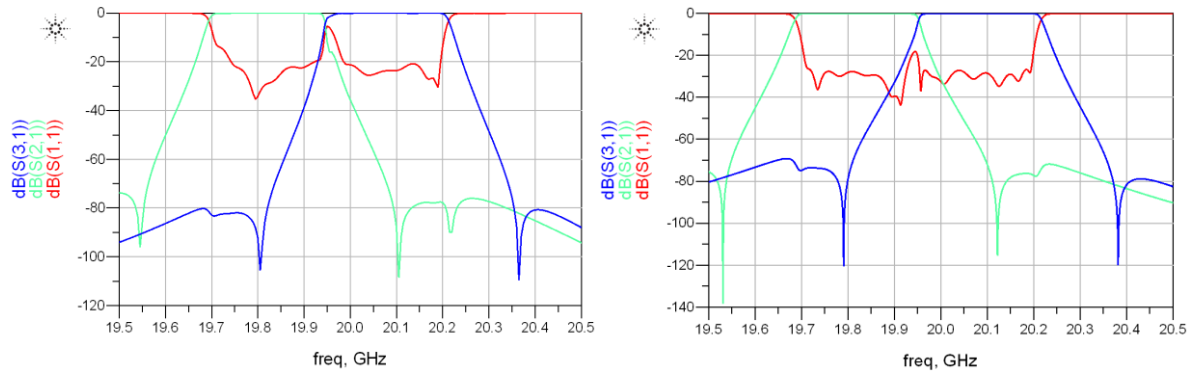


Figure 36 : Courbes des paramètres S en dB optimisés du multiplexeur pour deux valeurs de bandes de garde : 20 MHz à gauche et 30 MHz à droite

Des valeurs entre 20 et 60 MHz ont été testées en simulation ADS®. Avec une bande de garde de 20 MHz et en utilisant les même paramètres d'optimisation que précédemment, il n'est pas possible d'adapter les filtres correctement (Figure 36). En revanche, en augmentant cette valeur pour passer à 30 MHz, il est possible de déterminer des conditions permettant de respecter une adaptation supérieure à 20 dB dans les 2 bandes passantes des filtres. La largeur de cette bande de garde est cependant notamment liée à la sélectivité des filtres, et elle dépend donc de l'ordre de ces filtres.

2-4-3 Spécification 1C du CNES sur un multiplexeur accordable

Cette spécification correspond à un multiplexeur de sortie accordable à deux canaux pouvant satisfaire trois états différents sur le plan fréquentiel. Les valeurs des fréquences centrales et de bandes passantes pour les deux filtres pour chaque état sont détaillées dans le Tableau 2 suivant et ont été rectifiées pour tenir compte d'une bande de garde de 30 MHz, la spécification de départ n'en tenant pas compte.

	Etat 1		Etat 2 (nominal)		Etat 3	
	Filtre 1	Filtre 2	Filtre 1	Filtre 2	Filtre 1	Filtre 2
Fc (GHz)	19,755	20,020	19,8175	20,0825	19,880	20,145
BP (MHz)	110 (0,6%)	360 (1,8%)	235 (1,2%)	235 (1,2%)	360 (1,8%)	110 (0,5%)

Tableau 2 : Valeurs des fréquences centrales et des bandes passantes pour les deux filtres et pour les trois états du multiplexeur de la spécification 1C du CNES

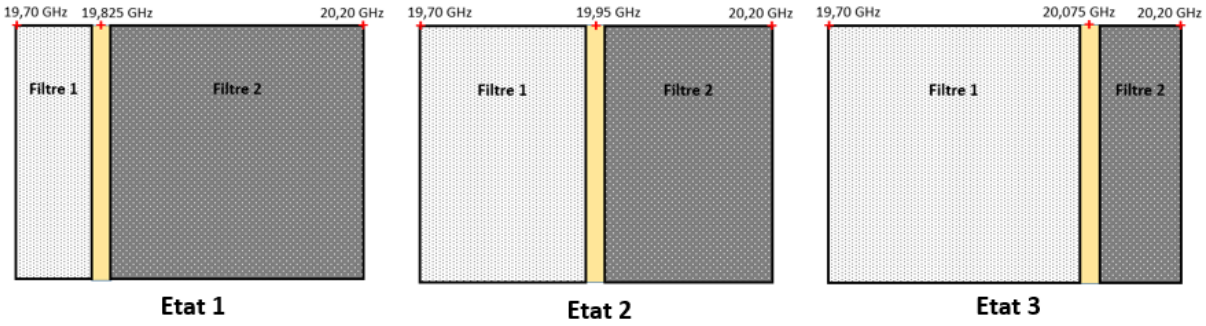


Figure 37 : Schémas des plans fréquentiels du multiplexeur pour trois états selon la spécification 1C du CNES

Pour que le multiplexeur puisse passer d'un état à un autre, il est prévu de pouvoir modifier les longueurs de guides du manifold grâce à des perturbateurs diélectriques, ce qui permettrait de modifier les longueurs électriques équivalentes et donc de déphaser le mode propageant. Le développement de ce « déphaseur » sera détaillé plus loin. Les changements au niveau des filtres seront effectués soit à l'aide d'un filtre accordable, soit par la déconnection d'un filtre et la connexion d'un nouveau à chaque état (ce qui nécessiterait une banque de filtres fixes à disposition).

Dans un premier temps, il faut déjà savoir s'il est possible d'adapter séparément les filtres sur les différents états, les solutions pour passer d'un état à l'autre venant dans un second temps. Dans le but de simplifier les études d'optimisation sur chaque état, le développement de ce multiplexeur sera fait en plusieurs étapes : nous partirons d'une simulation circuit en considérant des modèles élémentaires simples (avec ADS®), puis nous augmenterons le réalisme jusqu'à arriver à la simulation globale à l'aide d'un logiciel de simulation électromagnétique.

La simulation d'un té en guide d'onde, dont les résultats sont présentés sur la Figure 38 suivante, montre l'élément de base du manifold. Afin de ne pas ajouter de longueur de guides d'onde supplémentaires qui seraient superflues et potentiellement problématiques (à cause des résonances parasites), le té est simulé avec des plans de référence des phases qui sont placés sur les limites du cœur du té uniquement, les longueurs des bras n'étant pas prises en compte.

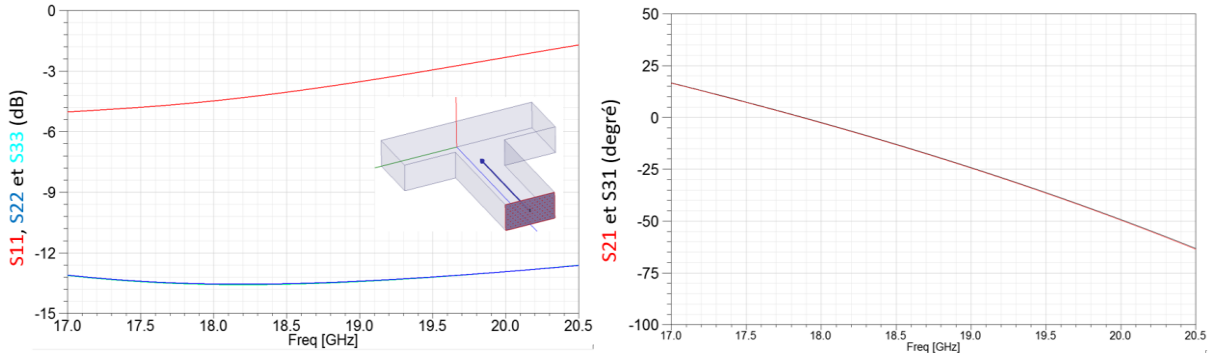


Figure 38 : Courbes des paramètres S du té à trois voies en plan H avec les transmissions en dB (à gauche) et les phases en transmission S21 et S31 en degré (à droite), le port 1 étant perpendiculaire aux plans 2 et 3

Le niveau de réalisme de la simulation du multiplexeur correspondant est moyen, le manifold étant constitué de guides d'onde de la bibliothèque ADS® et des tés trois voies en plan H issus d'une simulation HFSS® (courbes ci-dessus) que l'on peut considérer comme une représentation réaliste. Les filtres sont eux modélisés en éléments localisés, sans pertes.

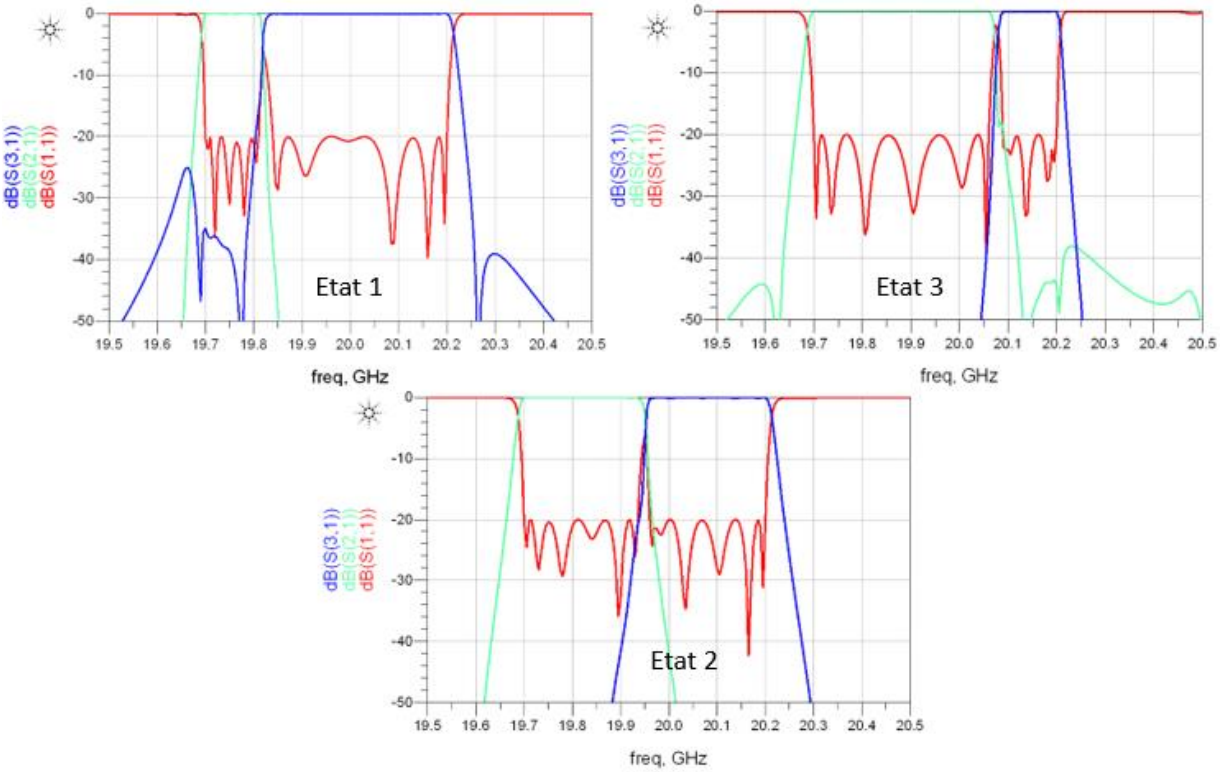


Figure 39 : Courbes des paramètres S en dB du multiplexeur pour les trois états de la spécification 1C

Pour l'état 2, on retrouve le résultat déjà montré sur la Figure 34. Pour les états 1 et 3, l'optimisation donne les courbes présentées sur la même Figure. Le cahier des charges des filtres est donc respecté mais avec un grand nombre de variables (32 au total). Or, il serait intéressant dans l'objectif d'un multiplexeur accordable de réduire ce nombre de variables :

- Des longueurs de guides similaires pour les différents états de réglage permettraient de ne faire porter l'accordabilité que sur les filtres
- Un maintien à une valeur constante, ou a minima une corrélation des paramètres des filtres, permettraient de réduire le nombre de commandes pour assurer cette accordabilité du multiplexeur.

Comme on peut le voir sur l'analyse de la Figure 40, les variations des paramètres des longueurs de guides, des transformateurs entrée / sortie et des couplages inter-résonateurs ne suivent malheureusement pas de logique spécifique qui pourrait permettre une réduction du nombre de commandes. En ce qui concerne les valeurs des capacités, on constate cependant que, mis à part le premier résonateur de chaque filtre (C1 pour le filtre 1 et C7 pour le filtre 2, ces résonateurs étant chargés par l'impédance du manifold), les cinq autres résonateurs ont quasiment les mêmes valeurs.

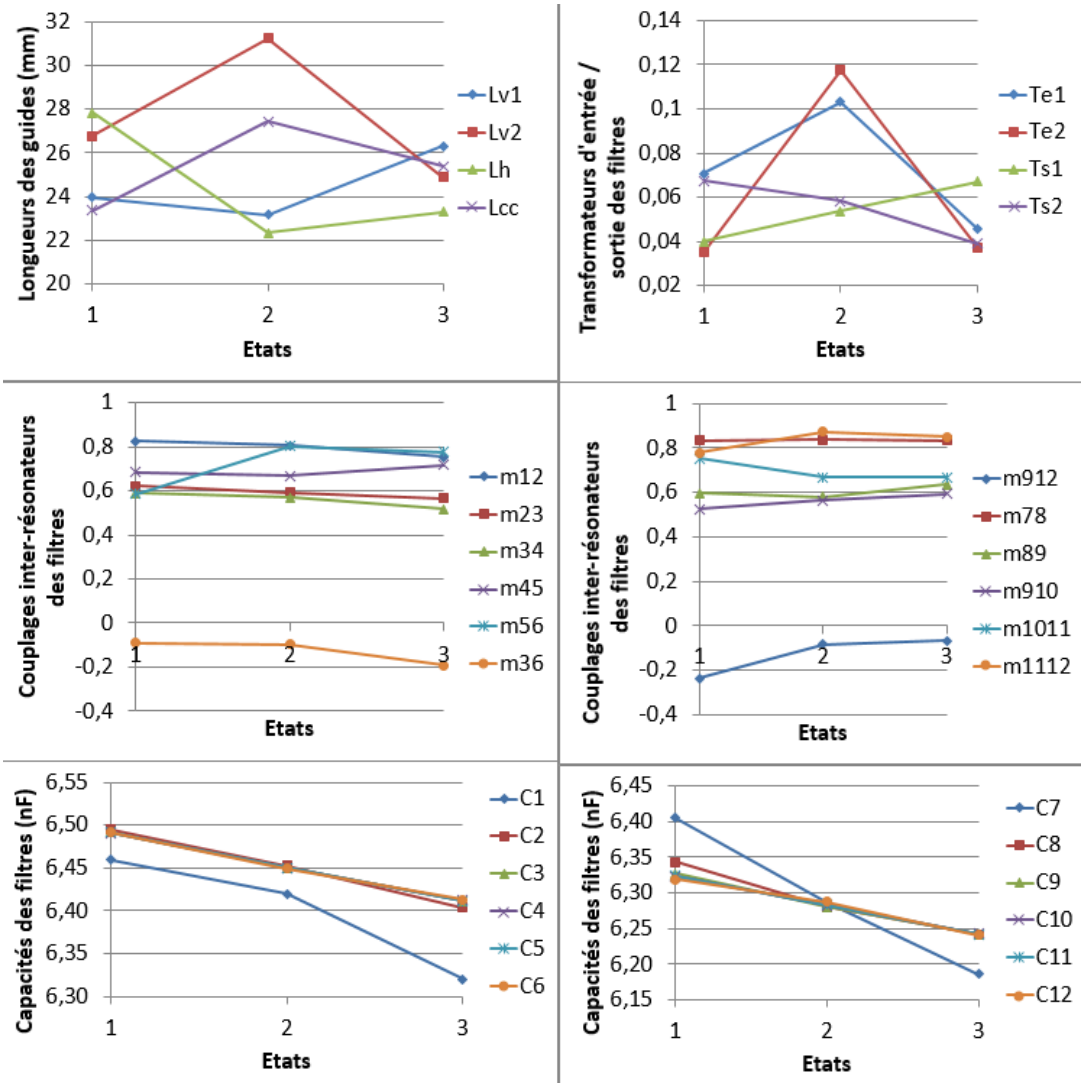


Figure 40 : Analyse des variations des paramètres du multiplexeur en fonction des états de réglage

C’est un point intéressant qui peut permettre un gain important sur le nombre de variables. En fixant les valeurs des capacités C2 à C6 et C8 à C12 à respectivement une seule valeur moyenne par état (qui elle restera optimisable comme celle du premier résonateur de chaque filtre), on limiterait le nombre total de variables à 24 au lieu de 32. Il faut cependant vérifier qu’il est possible d’optimiser correctement les bandes des filtres pour chaque état en fixant ces valeurs de capacités. Une nouvelle optimisation en suivant ce précepte permet d’obtenir des résultats proches de ceux du cahier des charges, mais qui ne le satisfont pas complétement.

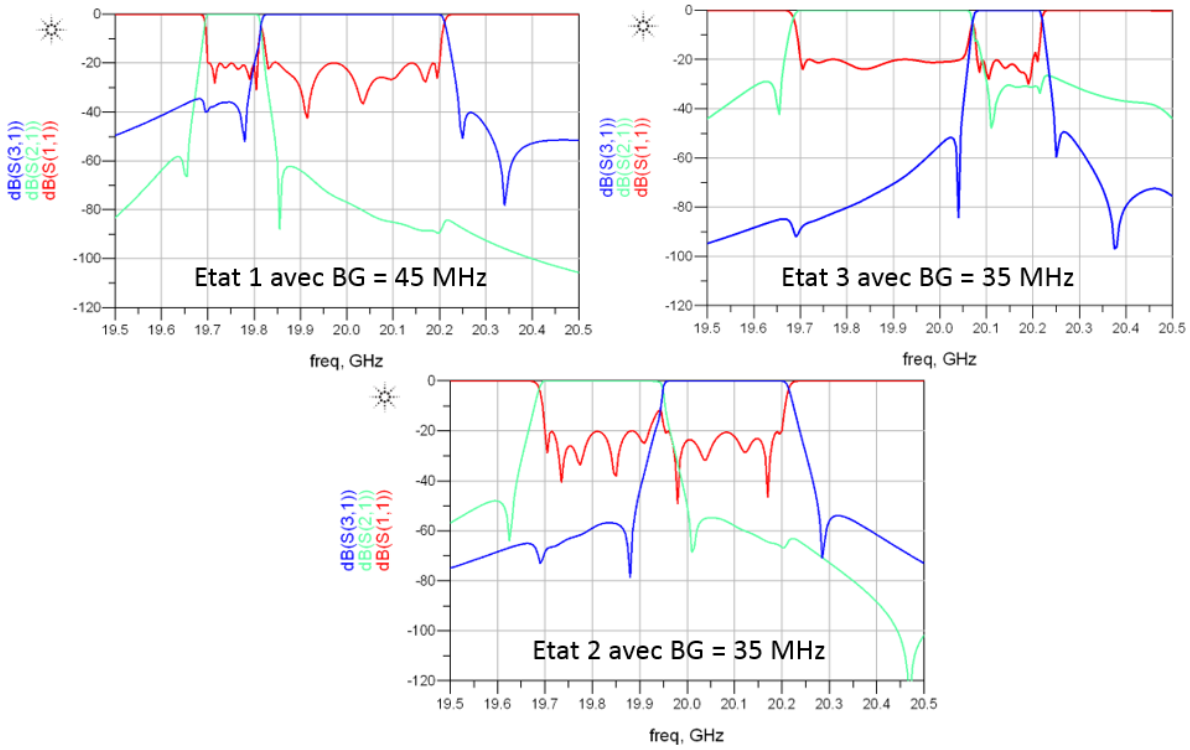


Figure 41 : Courbes des paramètres S en dB du multiplexeur pour les trois états après fixation des valeurs des capacités avec les valeurs modifiées de la bande de garde

Une incapacité à atteindre les bandes passantes nécessaires obligent à étendre la bande de garde de 30 MHz à 35 MHz pour les états 2 et 3 et même jusqu’à 45 MHz pour l’état 1. De façon logique pour un multiplexeur à manifold, le réglage du filtre du premier canal n’est pas le même que celui qui est proche du court-circuit. Le second filtre est plus facile à régler que le filtre d’entrée grâce au « paramètre supplémentaire » de réglage qu’est la longueur de guide du court-circuit. Cela oblige, pour cette optimisation, à modifier la façon dont la bande de garde est répartie entre les deux bandes passantes des filtres. Celle-ci n’est plus répartie de façon égale mais varie selon l’état réglé. Le Tableau 3 permet de constater, à part pour l’état 1, que l’augmentation de la bande passante du filtre 1 sans modifier le nombre de ses résonateurs est

difficile, et donc l'optimiseur a tendance à réduire la bande de celui-ci, ce qui revient à augmenter le pourcentage de la bande de garde sur ce filtre.

	Bande de garde totale (MHz)	% de la bande de garde sur le filtre 1	% de la bande de garde sur le filtre 2
Etat 1	45	50	50
Etat 2	35	90	10
Etat 3	35	80	10

Tableau 3 : Valeurs de répartition de la bande de garde sur les bandes passantes des deux filtres du multiplexeur pour une optimisation avec fixation des valeurs des capacités

De plus, l'adaptation à 20 dB n'est pas parfaitement atteinte, surtout pour les fréquences proches de la bande de garde. Le Tableau 3 montre bien ces problèmes, ainsi que les courbes de la Figure 41 précédente : la perte de souplesse dans le réglage des fréquences des résonateurs des filtres dû à la fixation des valeurs des capacités empêche l'optimiseur de régler correctement l'adaptation en bord de bande, sachant que les deux filtres sont fréquentiellement très proches, et ce malgré une augmentation des couplages d'entrée / sortie des filtres pour l'optimisation après fixation des valeurs des capacités.

Il apparaît par la suite qu'une augmentation supplémentaire de la bande de garde permet d'adapter parfaitement les filtres, au détriment de bandes passantes légèrement plus faibles. Le concepteur dispose donc d'éléments pour situer un compromis entre bande utile et nombre de paramètres à régler.

Afin de conclure cette étude sur le multiplexeur à trois états avec la spécification 1C du CNES, un tableau récapitulatif présente les valeurs de tous les paramètres du multiplexeur obtenus après optimisation ainsi que les paramètres électriques des filtres simulés pour chaque état. Il est à noter que les résultats des optimisations n'offrant pas une parfaite sélectivité sur les fréquences des bandes des filtres proches de la bande de garde (avec une remontée de l'adaptation pouvant atteindre 10 dB sur quelques mégahertz de bande passante), le choix est fait dans le Tableau 4 suivant de ne pas compter cette remontée lorsqu'elle est présente dans les bandes passantes à 20 dB simulée.

	Etat 1		Etat 2		Etat 3	
	Filtre 1	Filtre 2	Filtre 1	Filtre 2	Filtre 1	Filtre 2
Fc théorique (GHz)	19,755	20,020	19,8175	20,0825	19,88	20,145
BP théorique (MHz)	110 (0,6%)	360 (1,8%)	235 (1,2%)	235 (1,2%)	360 (1,8%)	110 (0,5%)
BP à -20 dB simulée (MHz)	107	371	220	246	345	120
Bande de garde (MHz)	45		35		35	
Lv1 (mm)	26,1		23,3		26,4	
Lv2 (mm)	21,9		22,1		22,8	
Lh (mm)	23,4		22,7		21,3	
Lcc (mm)	24,3		27,4		27,3	
M12	0,8237	1,0868	0,8480	0,7255	0,7804	0,8764
M23	0,6701	0,5777	0,6364	0,5510	0,5837	0,6433
M34	0,6658	0,4034	0,5970	0,5410	0,4746	0,6176
M45	0,8189	0,9318	0,7580	0,7055	0,8913	0,7745
M56	1,1806	0,7226	0,9209	0,8834	0,9747	0,9166
M36	-0,1216	-0,4934	-0,1646	-0,1513	-0,4344	-0,1806
Transformateur d'entrée	0,030	0,234	0,098	0,098	0,042	0,101
Transformateur de sortie	0,048	0,075	0,058	0,063	0,088	0,043
Capacité 1 (nF)	$6{,}46.10^{-5}$	$6{,}41.10^{-5}$	$6{,}42.10^{-5}$	$6{,}29.10^{-5}$	$6{,}32.10^{-5}$	$6{,}19.10^{-5}$
Capacités 2 à 6 (nF)	$6{,}49.10^{-5}$	$6{,}33.10^{-5}$	$6{,}45.10^{-5}$	$6{,}28.10^{-5}$	$6{,}41.10^{-5}$	$6{,}24.10^{-5}$

Tableau 4 : Récapitulatif des valeurs de tous les paramètres du multiplexeur pour les trois états après optimisation sur 24 variables en simulation ADS® d'après la spécification 1C du CNES

Si on observe l'évolution des longueurs des guides selon les différents états, la variation maximum est de l'ordre de 13,5 % (augmentation par rapport à une longueur de 23,26 mm). On verra par la suite, lors du développement du déphaseur, l'importance de diminuer au maximum cette variation.

2-5 Comparaison avec un multiplexeur sans manifold : le diplexeur

Dans le but de comparer la faisabilité d'un multiplexeur à deux canaux comme détaillé précédemment avec une autre topologie, une autre étude a porté sur un diplexeur, un multiplexeur à deux canaux sans manifold. Les deux filtres sont alors connectés directement avec le té à trois voies en plan H utilisé précédemment, la sortie étant connectée sur la dernière voie. Cette topologie a l'avantage d'être plus simple et ne pas comporter de manifold, ce qui permet d'éviter les résonances parasites de celui-ci. Le nombre de canaux est cependant limité à 2.

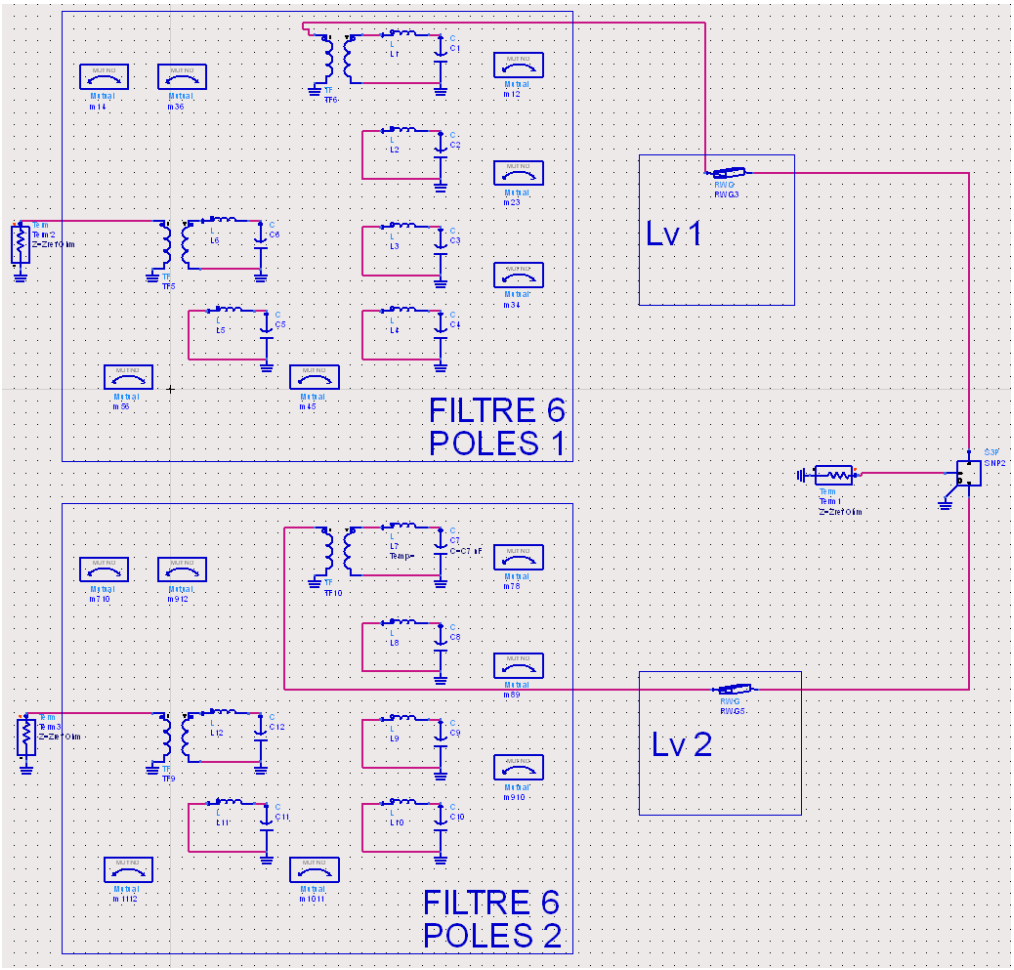


Figure 42 : Schéma global de la simulation ADS® du diplexeur

Une première simulation du diplexeur dans l'état nominal (correspondant à l'état 2 dans l'étude précédente) est effectuée. Les bandes passantes des filtres sont les mêmes et la bande de garde est fixée à 30 MHz. De plus, et toujours dans l'optique de réduction du nombre de variables d'optimisation, seules deux valeurs seront utilisées pour les capacités de chaque

filtre : une pour le premier résonateur et la seconde pour les cinq autres, ainsi que cela a été vérifié pour le multiplexeur à manifold.

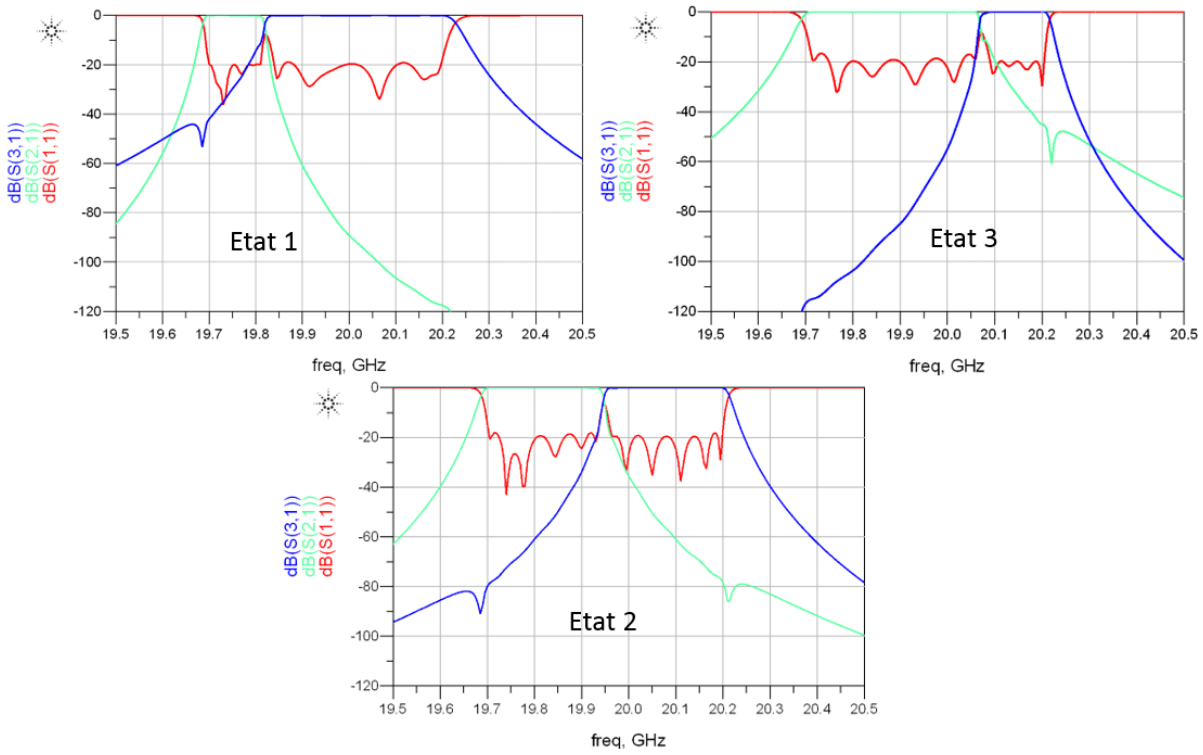


Figure 43 : Courbes des paramètres S en dB du diplexeur pour les trois états

L'optimisation est difficile et ne permet pas d'obtenir parfaitement les résultats souhaités : une réduction de la bande passante est imposée dans la plupart des cas, liée à une sélectivité insuffisante, et l'adaptation n'est pas strictement en-dessous de 20 dB. Le Tableau 5 présente les résultats détaillés de cette optimisation. En libérant la contrainte sur les valeurs des capacités, l'optimisation permet de respecter totalement le cahier des charges.

	Etat 1		Etat 2		Etat 3	
	Filtre 1	Filtre 2	Filtre 1	Filtre 2	Filtre 1	Filtre 2
Fc théorique (GHz)	19,755	20,020	19,8175	20,0825	19,88	20,145
BP théorique (MHz)	110 (0,6%)	360 (1,8%)	235 (1,2%)	235 (1,2%)	360 (1,8%)	110 (0,5%)
BP à -20 dB simulée (MHz)	110	357	232	227	345	114
Bande de garde (MHz)	30		30		30	

Lv1 (mm)	21,4		22,2		22,9	
Lv2 (mm)	19,0		20,9		22,4	
M12	-0,7882	-1,0547	-0,7243	-0,8379	-0,7481	-1,0287
M23	0,6302	0,6079	0,5781	0,5949	0,5641	0,7211
M34	0,6307	0,5911	0,5728	0,5807	0,5464	0,6972
M45	0,6872	0,6186	0,6048	0,6110	0,5701	0,7264
M56	1,0853	0,9025	0,8662	0,8481	0,7941	1,0689
Transformateur d'entrée à 20 GHz	0,068	0,067	0,061	0,087	0,060	0,085
Transformateur de sortie à 20 GHz	-0,016	0,043	0,072	0,039	-0,066	0,047
Capacité 1 (nF)	$6{,}50.10^{-5}$	$6{,}66.10^{-5}$	$6{,}45.10^{-5}$	$6{,}37.10^{-5}$	$6{,}40.10^{-5}$	$6{,}20.10^{-5}$
Capacités 2 à 6 (nF)	$6{,}49.10^{-5}$	$6{,}32.10^{-5}$	$6{,}45.10^{-5}$	$6{,}28.10^{-5}$	$6{,}41.10^{-5}$	$6{,}24.10^{-5}$

Tableau 5 : Récapitulatif des valeurs de tous les paramètres du diplexeur pour les trois états après une optimisation sur 20 variables en simulation ADS® d'après la spécification 1C du CNES

Si on observe l'évolution des longueurs des guides selon les différents états, la variation maximum est de nouveau de l'ordre de 13,5 % par rapport à la longueur moyenne de 23,26 mm.

En conclusion, cette étude confirme le compromis qu'il faut faire entre la sélectivité en bord de bande et la facilité d'optimisation, ou si on raisonne de façon plus « système », entre le cahier des charges et le nombre de commandes d'actuation. Même si cette topologie permet d'avoir des résultats qui sont du même niveau que ceux de la topologie à manifold, elle reste moins intéressante car elle est très vite limitée en termes de nombre de canaux que l'on peut connecter ensemble.

2-6 La topologie transversale

2-6-1 Utilisation en large bande de filtres transversaux

Même si la topologie manifold est la plus utilisée et la plus connue, elle souffre d'un défaut dans le cas où l'on cherche à créer plusieurs états de réglage avec des bandes passantes différentes. En effet, le nombre de résonateurs de chaque filtre est fixé et ne dépend pas de la bande que celui-ci doit couvrir. À cause de cet inconvénient, des problèmes de sélectivité apparaissent lors des optimisations, notamment autour de la bande de garde, surtout quand on cherche à faire des bandes passantes plus larges : à nombre de résonateurs constant, la sélectivité diminue avec l'augmentation de la bande passante. Dans le but d'éviter cet inconvénient, une nouvelle topologie sera l'objet de cette étude : la topologie transversale [2 à 4].

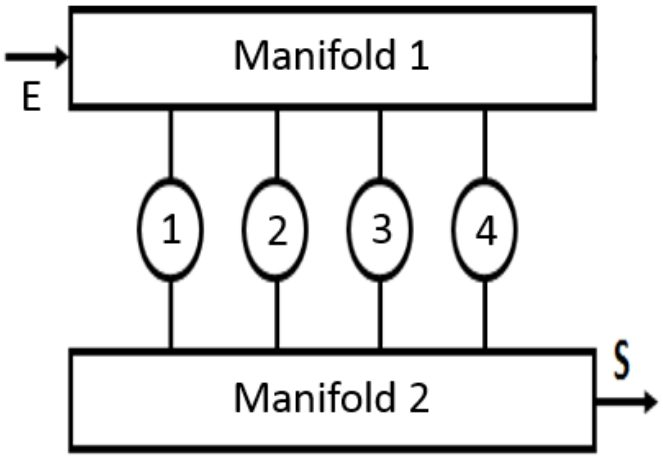


Figure 44 : Schéma d'un filtre 4 pôles en topologie transversale

Pour commencer, la simulation d'un filtre simple en topologie transversale va permettre de mieux comprendre le fonctionnement de celle-ci. La topologie transversale comporte deux manifolds : un en entrée et un en sortie. La principale différence avec la topologie classique est que les canaux ne comportent qu'un seul résonateur (voir Figure 44). De plus, la construction fréquentielle d'un filtre ne se fait pas par les couplages inter-résonateurs avec tous les pôles à la fréquence centrale du filtre, mais avec une distribution de ces derniers sur toute la bande passante, il n'y a donc pas de couplages inter-résonateurs. Comme on peut le voir sur la matrice de couplage ci-dessous (Figure 45), les décalages fréquentiels m_{ii} ne sont pas nuls et

correspondent à une répartition des pôles sur la bande passante du filtre. Les manifolds d'entrée et de sortie servent à combiner, de manière constructive en module et en phase, les contributions de chaque voie.

	S	1	2	3	4	L
S	0	-0.6033	-0.4145	0.4145	0.6033	0
1	-0.6033	0.6256	0	0	0	0.6033
2	-0.4145	0	-1.3255	0	0	0.4145
3	0.4145	0	0	1.3255	0	0.4145
4	0.6033	0	0	0	-0.6256	0.6033
L	0	0.6033	0.4145	0.4145	0.6033	0

	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	-0.4515	-0.4452	-0.3164	0.3164	0.4452	0.4515	0
1	-0.4515	0.3558	0	0	0	0	0	0.4515
2	-0.4452	0	-0.9716	0	0	0	0	0.4452
3	-0.3164	0	0	1.1991	0	0	0	0.3164
4	0.3164	0	0	0	-1.1991	0	0	0.3164
5	0.4452	0	0	0	0	0.9716	0	0.4452
6	0.4515	0	0	0	0	0	-0.3558	0.4515
L	0	0.4515	0.4452	0.3164	0.3164	0.4452	0.4515	0

Figure 45 : Matrices de couplage normalisées d'un filtre 4 pôles (en haut) et d'un filtre 6 pôles (en bas) à 18,75 GHz avec une bande passante de 0,9 GHz en topologie transversale

On commence cette étude avec des simulations intégrant des éléments idéaux (les connexions sont faites avec des fils sans longueur électrique, les résonateurs sont localisés et sans pertes) de deux filtres Tchebychev quatre pôles et six pôles à la fréquence de 18,75 GHz et une bande passante de 900 MHz (bande relative de 4,8 %). La synthèse se fait de la même manière qu'avec les autres topologies, et des matrices de couplage sont extraites. Les réponses des filtres idéaux sont présentées sur la Figure 46.

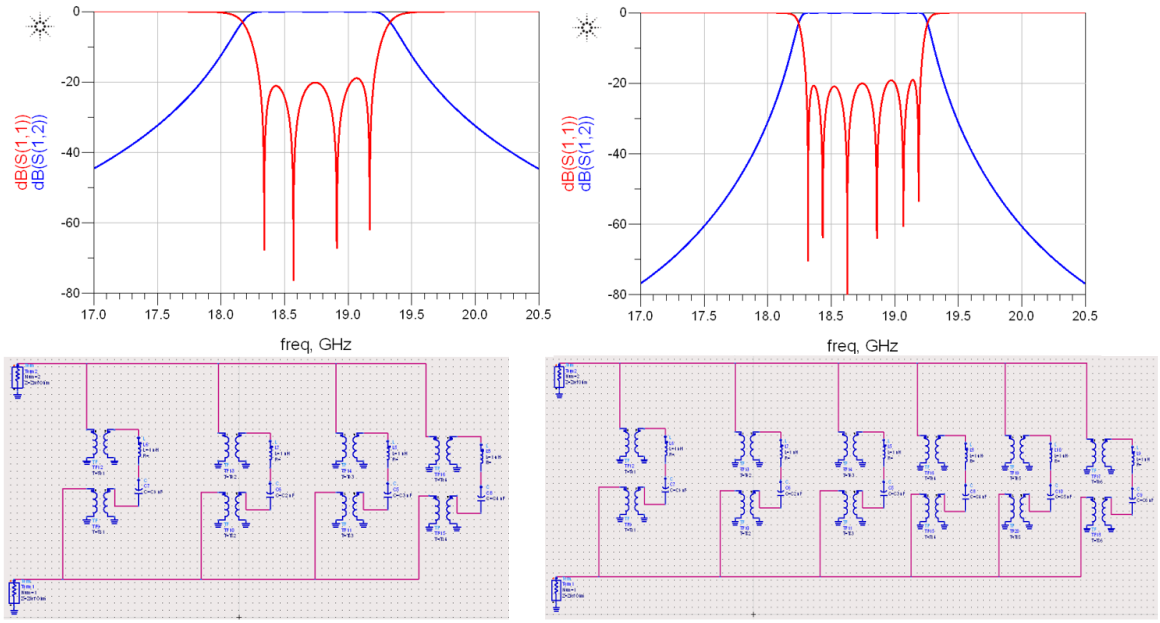


Figure 46 : Courbes des paramètres S en dB et schémas correspondants de la simulation ADS® de deux filtres (4 pôles à gauche et 6 pôles à droite) en topologie transversale

A partir de ces simulations, l'étape suivante consiste à simuler les mêmes filtres mais en améliorant le réalisme de la simulation. Pour cela, on remplace les fils des connexions par des guides d'onde et des fichiers importés de simulations HFSS® pour les tés. On constate alors à la première analyse que de multiples résonances parasites apparaissent et la réponse du filtre n'est plus identifiable (voir Figure 47). Un gros travail d'optimisation est alors nécessaire pour revenir à une solution adaptée. Même si l'optimisation dite « manuelle », c'est-à-dire sans l'optimiseur automatique du logiciel, est évidemment proscrite à cause de la complexité du système et du nombre de variables, la solution de lancer directement l'optimiseur avec toutes les variables ne donne aucun résultat valable. Il faut alors procéder dans un certain ordre avec des méthodes précises (détaillées dans l'Annexe 1).

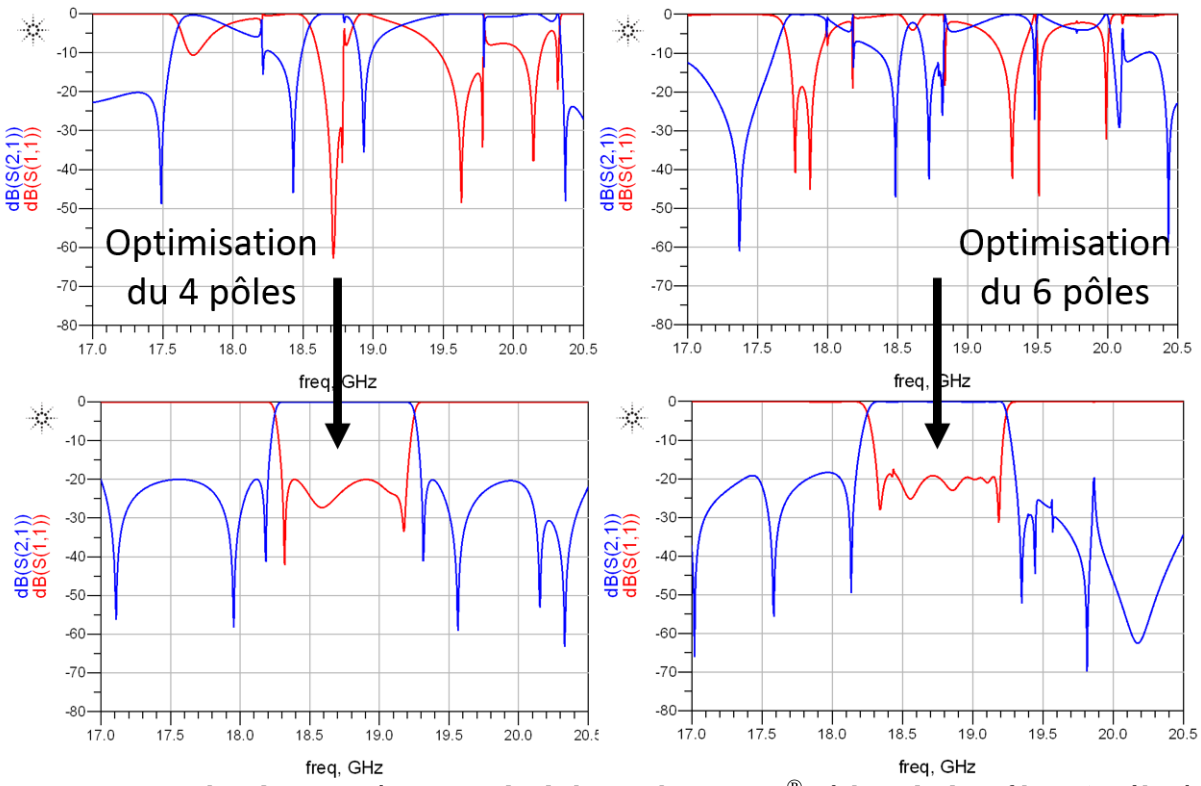


Figure 47 : Courbes des paramètres S en dB de la simulation ADS® réaliste de deux filtres (4 pôles à gauche et 6 pôles à droite) en topologie transversale avant (en haut) et après optimisation (en bas)

Malgré une adaptation dans la bande à 20 dB et une transmission hors-bande inférieure à -20 dB quasiment partout, on remarque que les réponses simulées sont différentes des simulations idéales précédentes. Un grand nombre d'anti-résonances et de résonances sont présentes sur toute la bande de simulation. Elles sont issues des désadaptations aux interfaces entre les différents tronçons de guides d'onde que comporte la simulation (voir Figure 48). Ce problème est logiquement plus sensible lorsque le nombre de pôles augmente, ce que montre la comparaison des réponses des filtres 4 et 6 pôles.

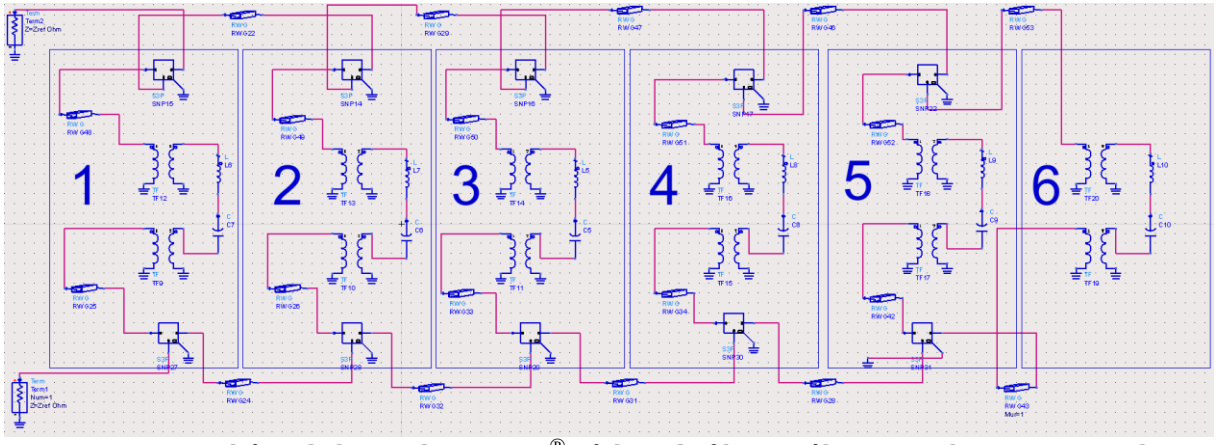


Figure 48 : Schéma de la simulation ADS® réaliste du filtre 6 pôles en topologie transversale

C'est l'inconvénient de cette topologie : la longueur totale de guides d'onde y est très élevée (notamment à cause du double manifold), et c'est pour cette raison que ces résonances apparaissent en nombre d'autant plus important que le filtre comporte de résonateurs.

2-6-2 Utilisation de la topologie transversale pour la réalisation d'un multiplexeur accordable

Afin de suivre l'évolution des besoins de la société Thales Alenia Space, celle-ci a émis la demande de modifier le cahier des charges utilisé (spécification 1C du CNES) pour passer à des bandes passantes bien plus grandes, toujours pour un multiplexeur en bande Ka. Après accord avec le CNES, nous avons donc modifié notre cahier des charges :

- Multiplexeur à deux canaux
- Trois états de réglage pour les bandes passantes des deux filtres
- Six résonateurs au total pour les bandes passantes suivantes :
    - Etat 1 : 300 MHz / 900 MHz
    - Etat 2 : 600 MHz / 600 MHz (nominal)
    - Etat 3 : 900 MHz / 300 MHz
- Fréquence centrale du multiplexeur : Fc_mux = 18,75 GHz
- Bande de garde de 200 MHz

La flexibilité de cette topologie va être utilisée pour ajuster le nombre de résonateurs de chaque filtre à sa bande passante. Pour cela, une coupure correspondant à un court-circuit est faite dans le manifold d'entrée pour découper celui-ci en deux, et créer un multiplexeur à 2

entrées. Le but de cette coupure est, en la déplaçant le long du manifold, de modifier le nombre de résonateurs associés à chaque voie. En passant de l'état 1 aux états 2 puis 3, on augmente la bande passante du filtre 1 ; de la même manière, le court-circuit est décalé vers la droite (en rouge sur la Figure 49) pour augmenter le nombre de résonateurs connectés sur le filtre 1, tout en diminuant le nombre de résonateurs du filtre 2 (dont la bande passante diminuera de même). La valeur de la bande de garde utilisée est volontairement élevée afin d'éviter dans cette première approche les problématiques de recouvrement des filtres.

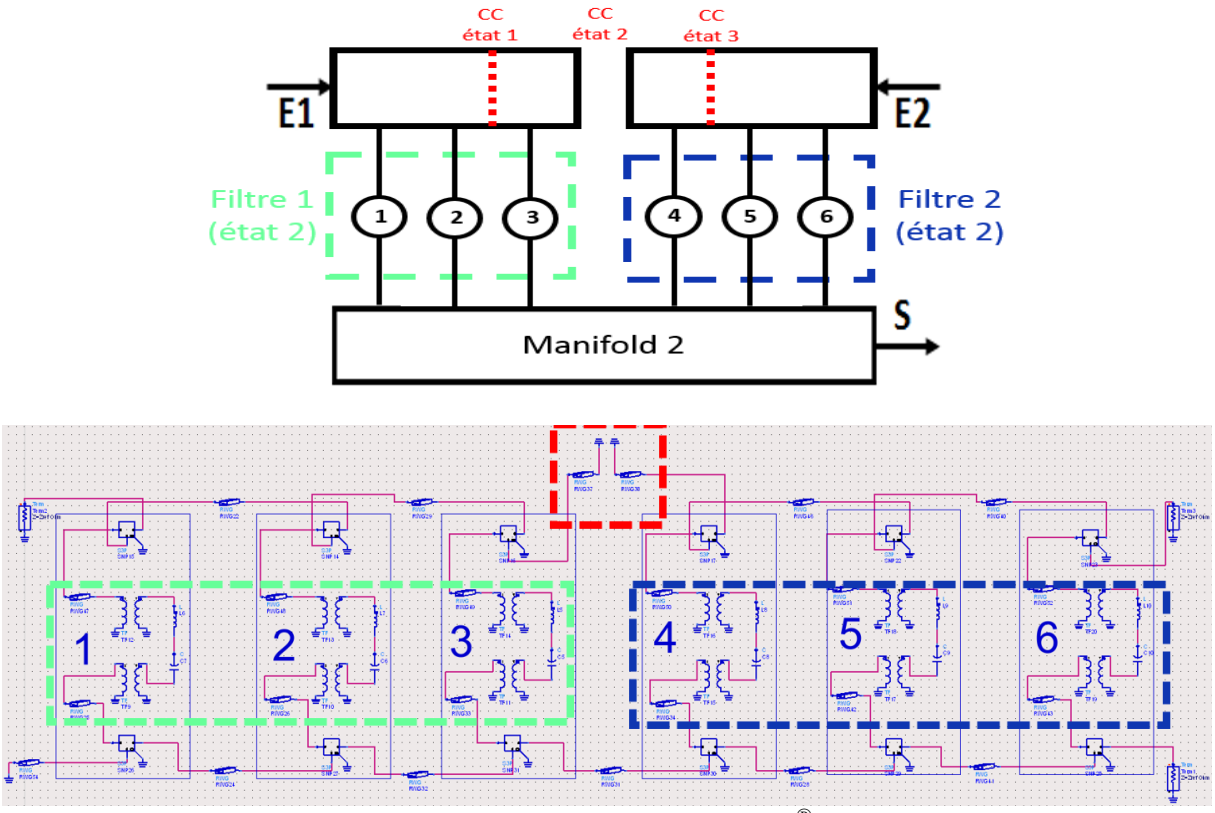


Figure 49 : Schémas de principe (en haut) et de la simulation ADS® réaliste (en bas) du multiplexeur pour l'état 2 en topologie transversale

Cette étude a pour but de vérifier si cette topologie se prête facilement aux changements de bandes passantes entre les différents états lorsque l'on a deux canaux et que l'on souhaite atteindre des bandes relatives d'environ 5%. Les paramètres du multiplexeur sont optimisés en cherchant à obtenir les trois états définis plus haut. Afin d'obtenir les résultats d'une simulation qui ne serait pas parfaite mais réaliste, celle-ci est construite avec des manifolds complétement définis soit par des guides d'ondes ADS®, soit par des tés trois ou quatre voies (selon leur emplacement dans le multiplexeur) en plan H simulés sur le logiciel HFSS®, ainsi que cela a été fait dans l'étude précédente.

De la même manière que pour un filtre réaliste seul, la bande simulée est complétement saturée de résonances parasites, surtout pour l'état 3. Celui-ci est en effet le plus problématique : la sortie du manifold recombineur (celui du bas) étant sur la droite du multiplexeur et l'entrée du filtre 1 sur la gauche, le trajet moyen sera plus grand pour le filtre 1 que pour le filtre 2 (voir comparaison trajets rouge et orange sur la Figure 50). Ce fait est valable pour les trois états et est juste la conséquence du placement de la sortie à droite sur le second manifold. La différence de l'état 3 par rapport aux deux autres états est que c'est alors le filtre 1 qui assure la bande passante la plus large (900 MHz, le filtre 2 étant à 300 MHz), et il a été montré dans la partie précédente que le nombre de résonances parasites était d'autant plus important que la bande passante du filtre est large.

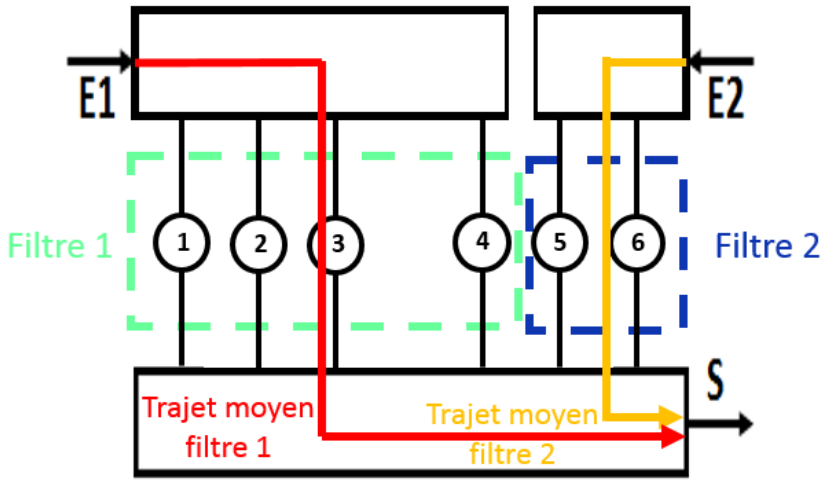


Figure 50 : Spécificité de l'état 3 au niveau des différences de trajet moyen pour le multiplexeur en topologie transversale

Malgré des conditions initiales éloignées de l'objectif, une optimisation en plusieurs étapes permet d'atteindre des adaptations proches de 20 dB pour la plupart des filtres, même si les spécifications ne sont pas strictement respectées (Figure 51).

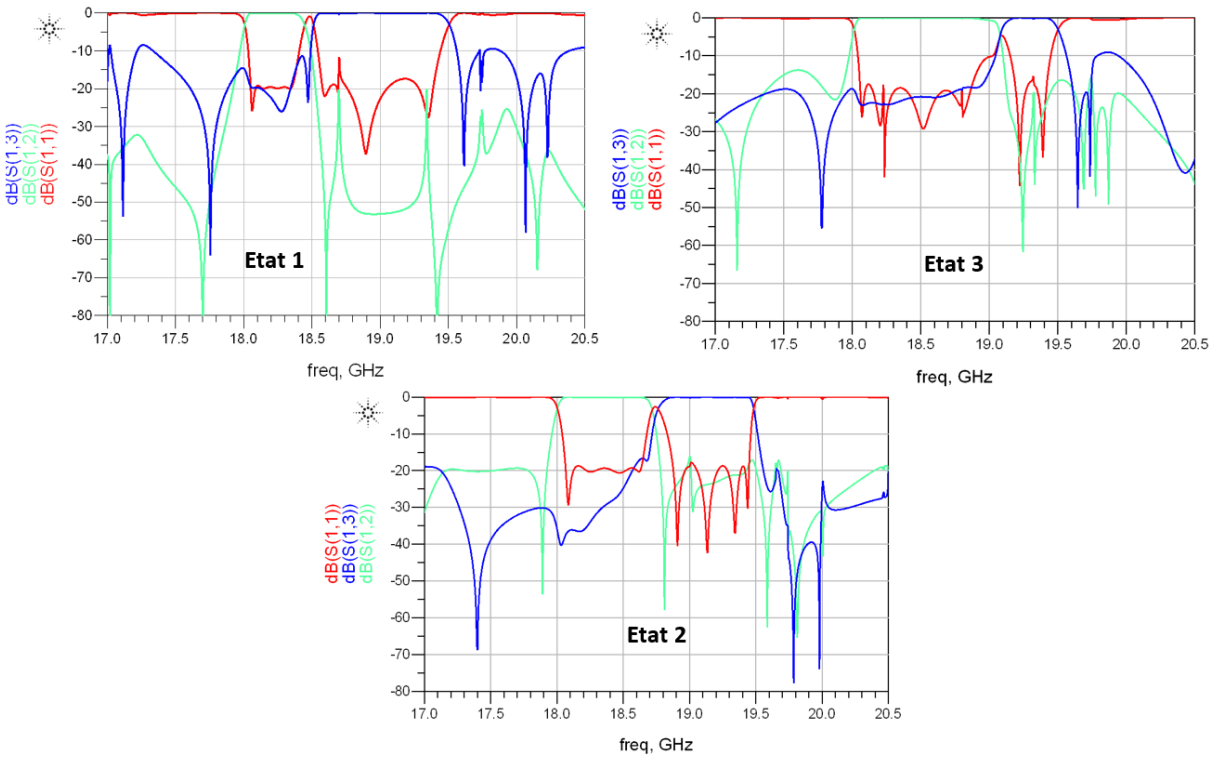


Figure 51 : Courbes des paramètres S en dB du multiplexeur en topologie transversale pour les trois états suivant la spécification large bande

Cependant, si l'on observe bien les courbes de réflexions (S11 pour chaque état), on constate que le nombre de zéros de réflexion pour chaque filtre ne correspond pas au nombre de pôles de chaque filtre. Comme pour la simulation d'autres topologies, lorsque l'on multiplie le nombre de guides d'onde et donc que la simulation de base (avant optimisation) comporte beaucoup de résonances, l'optimisation est particulièrement complexe. Au départ de celle-ci, il est déjà difficile d'éliminer les anti-résonances des bandes passantes des filtres, mais cela reste possible en imposant des contraintes sur les TPG (Temps de Propagation de Groupe). Pour les résonances qui sont déjà présentes dans la bande passante, il est quasiment impossible de faire converger l'optimiseur pour les éliminer et par la suite de régler correctement les filtres. Il faut donc s'accommoder de ces résonnances et réussir l'optimisation avec celles-ci. Etant constructives (pour la transmission), elles permettent d'adapter la réponse du filtre et jouent ainsi le même rôle qu'un résonateur supplémentaire, mais leur position, leur sensibilité aux imperfections de réalisation ou aux contraintes d'environnement ne sont pas contrôlées, et leur facteur de qualité intrinsèque est différent de celui des pôles du filtre. Cette forme de contribution à la construction des bandes passantes n'est donc pas exploitable pour l'application visée. Les résultats concernant l'aspect filtrage sont présentés dans le Tableau 6 suivant :

	Etat 1		Etat 2		Etat 3	
	Filtre 1	Filtre 2	Filtre 1	Filtre 2	Filtre 1	Filtre 2
Fc théorique (GHz)	18,20	19,00	18,35	19,15	18,50	19,30
BP théorique (MHz)	300 (1,6%)	900 (4,7%)	600 (3,3%)	600 (3,1%)	900 (4,9%)	300 (1,5%)
Fc simulée (GHz)	18,20	18,99	18,35	19,16	18,48	19,30
BP simulée (MHz)	305	880	576	580	860	245
Adaptation maximum dans la bande (dB)	-19,2	-11,6	-18,7	-17,7	-14,2	-15,4

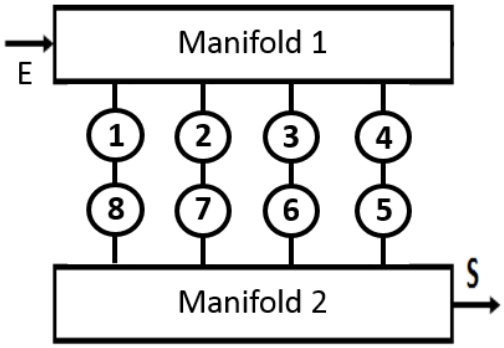
Tableau 6 : Valeurs des paramètres des filtres du multiplexeur en topologie transversale pour les trois états suivant la spécification large bande

Avec cette topologie transversale, on constate que la multiplication du nombre de guides d'onde pose de gros problèmes de résonnances et d'anti-résonances, ainsi que des limitations sur les possibilités de réglage des filtres. L'amélioration potentielle des performances que constitue l'adaptation du nombre de pôles à la bande passante requise est un avantage de cette topologie, mais les résonances dans les circuits de combinaison empêchent un réglage satisfaisant du multiplexeur.

Dans le but de garder l'avantage de ce concept tout en en réduisant l'inconvénient (en réduisant les longueurs des circuits de combinaison), une variante de cette topologie sera étudiée dans la partie suivante.

2-7 La topologie transversale-à-paires en large bande

Cette variante, appelée topologie transversale-à-paires, est construite de la même manière que la topologie transversale avec deux manifolds, à la différence qu'elle comporte deux résonateurs par canal au lieu d'un seul (voir Figure 52).



	S	1	2	3	4	5	6	7	8	L
S	0	-0.5318	-0.5294	-0.5071	-0.4016	0	0	0	0	0
1	-0.5318	0	0	0	0	0	0	0	0.2466	0
2	-0.5294	0	0	0	0	0	0	1.0508	0	0
3	-0.5071	0	0	0	0	0	-0.6989	0	0	0
4	-0.4016	0	0	0	0	-1.1444	0	0	0	0
5	0	0	0	0	-1.1444	0	0	0	0	0.4016
6	0	0	0	-0.6989	0	0	0	0	0	0.5071
7	0	0	1.0508	0	0	0	0	0	0	0.5294
8	0	0.2466	0	0	0	0	0	0	0	0.5318
L	0	0	0	0	0	0.4016	0.5071	0.5294	0.5318	0

Figure 52 : Schéma d'un filtre 8 pôles en topologie transversale-à-paires et sa matrice de couplage

De cette manière, on divise par deux la longueur de chaque manifold pour un même nombre de résonateurs.

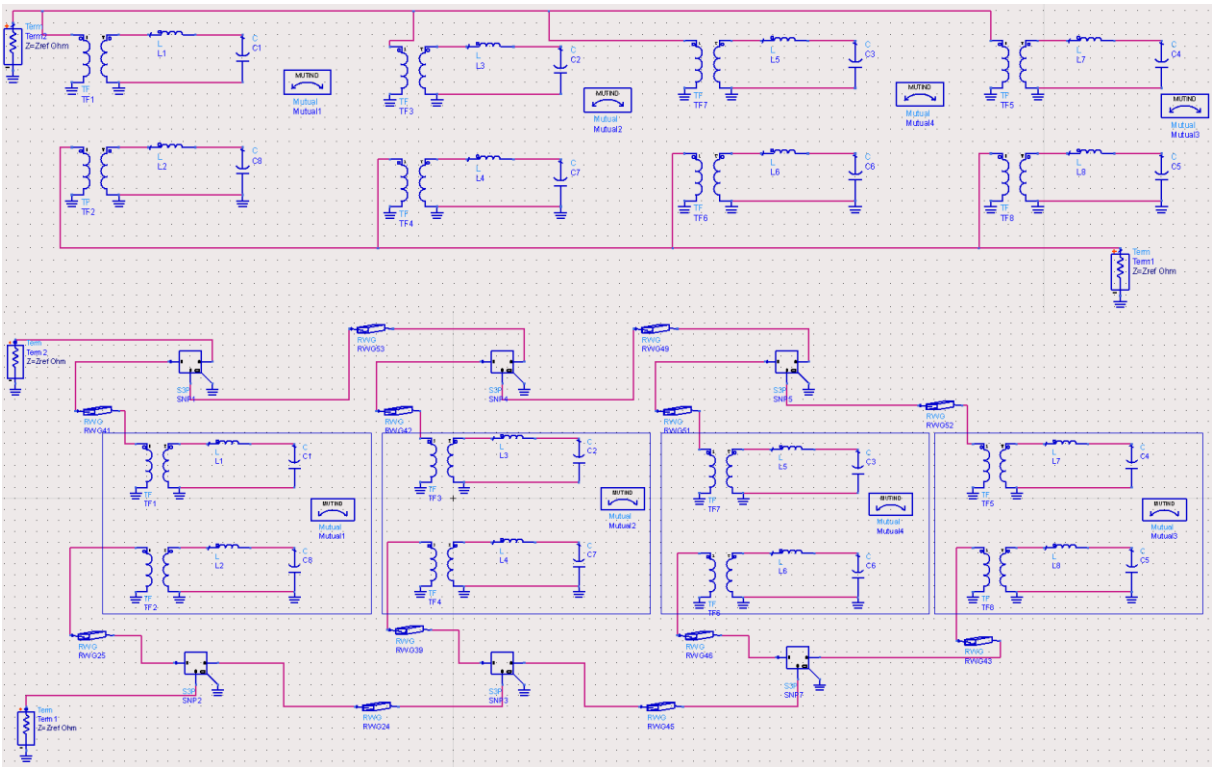


Figure 53 : Schémas ADS® d'un filtre 8 pôles parfait (en haut) et réaliste (en bas) en topologie transversale-à-paires

Comme pour les autres topologies, l'étude commence avec la simulation d'un filtre seul, dont le schéma circuit est présenté ci-dessus. De par sa transversalité et comme la topologie

précédente, tous les résonateurs de celle-ci sont à la fréquence centrale du filtre, seuls les couplages créent la distribution fréquentielle des pôles. Cependant, de par le fait qu'il y a deux résonateurs à chaque canal, un filtre dans cette topologie ne peut pas avoir un nombre de pôles impair. De la même manière, lorsque l'on cherchera à établir les trois états de réglage du multiplexeur, la modification d'appartenance d'un canal du filtre 1 vers le filtre 2 (ou inversement) ne concernera plus un seul pôle mais deux. Le découpage des résonateurs selon les différents états du multiplexeur empêche également certaines possibilités : par exemple, il n'est pas possible de prendre un total de 6 pôles car pour l'état 2, on ne pourrait pas le découper en deux fois 3 pôles, d'où le choix d'un filtre à 8 pôles pour cette étude, qui sera facilement séparable en 2, 4 ou 6 résonateurs.

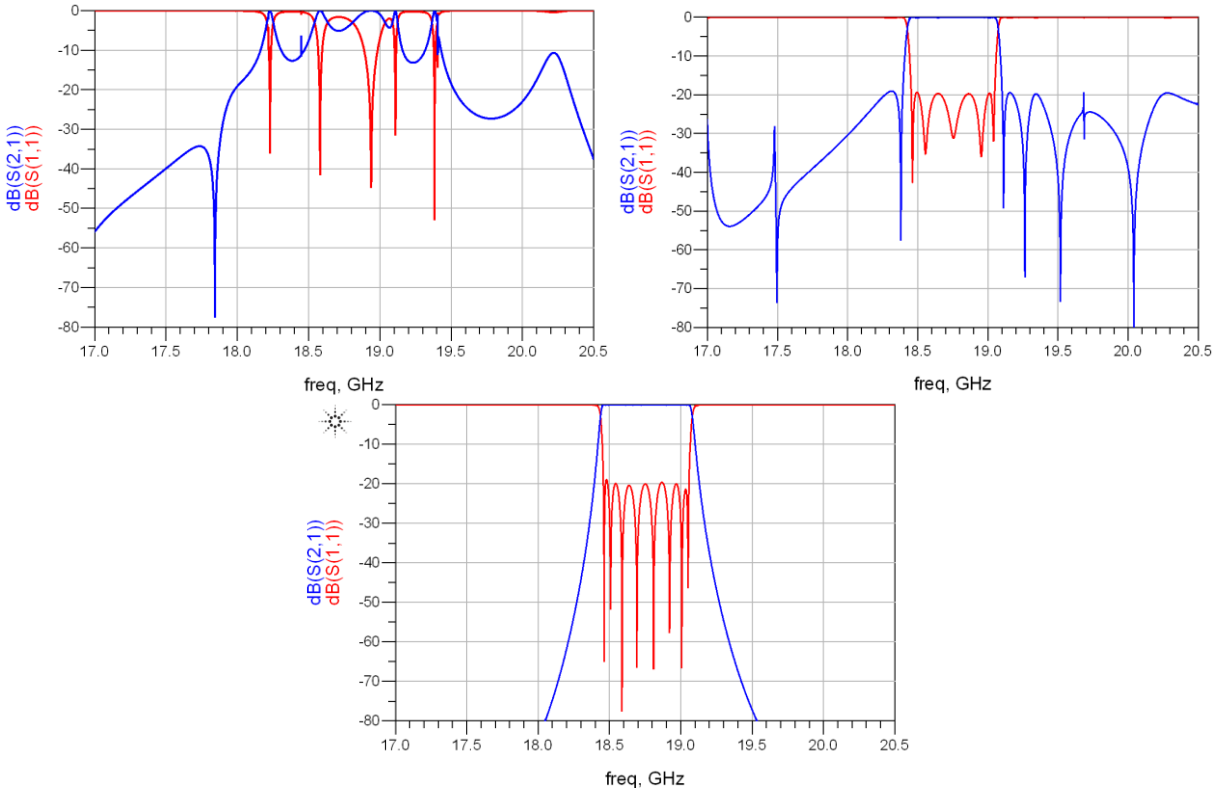


Figure 54 : Courbes des paramètres S en dB d'un filtre 8 pôles parfait (en bas) et réaliste non optimisé (à gauche) et optimisé (à droite) en topologie transversale-à-paires

Il apparaît que la réduction d'un facteur 2 des longueurs des manifolds diminue drastiquement le nombre de résonnances et anti-résonances sur la simulation du filtre réaliste. Cependant, lorsque l'on optimise ce filtre, on se rend compte que tous les parasites n'ont pas entièrement disparus et le résultat du filtre optimisé n'est pas totalement « nettoyé » en hors-bande (à 17,5 et 19,7 GHz par exemple), mais il respecte les spécifications du filtre théorique.

La simulation réaliste du multiplexeur est effectuée de la même manière que pour la topologie précédente avec des court-circuits dans le manifold 1, les entrées et sorties étant placées aux mêmes endroits. Le découpage du manifold 1 sépare les quatre canaux en deux parties égales pour l'état nominal (état 2) et en « un canal + trois canaux » et « trois canaux + un canal » respectivement pour les états 1 et 3, comme le montre le placement des court-circuits (CC) sur le schéma du haut de la Figure 55.

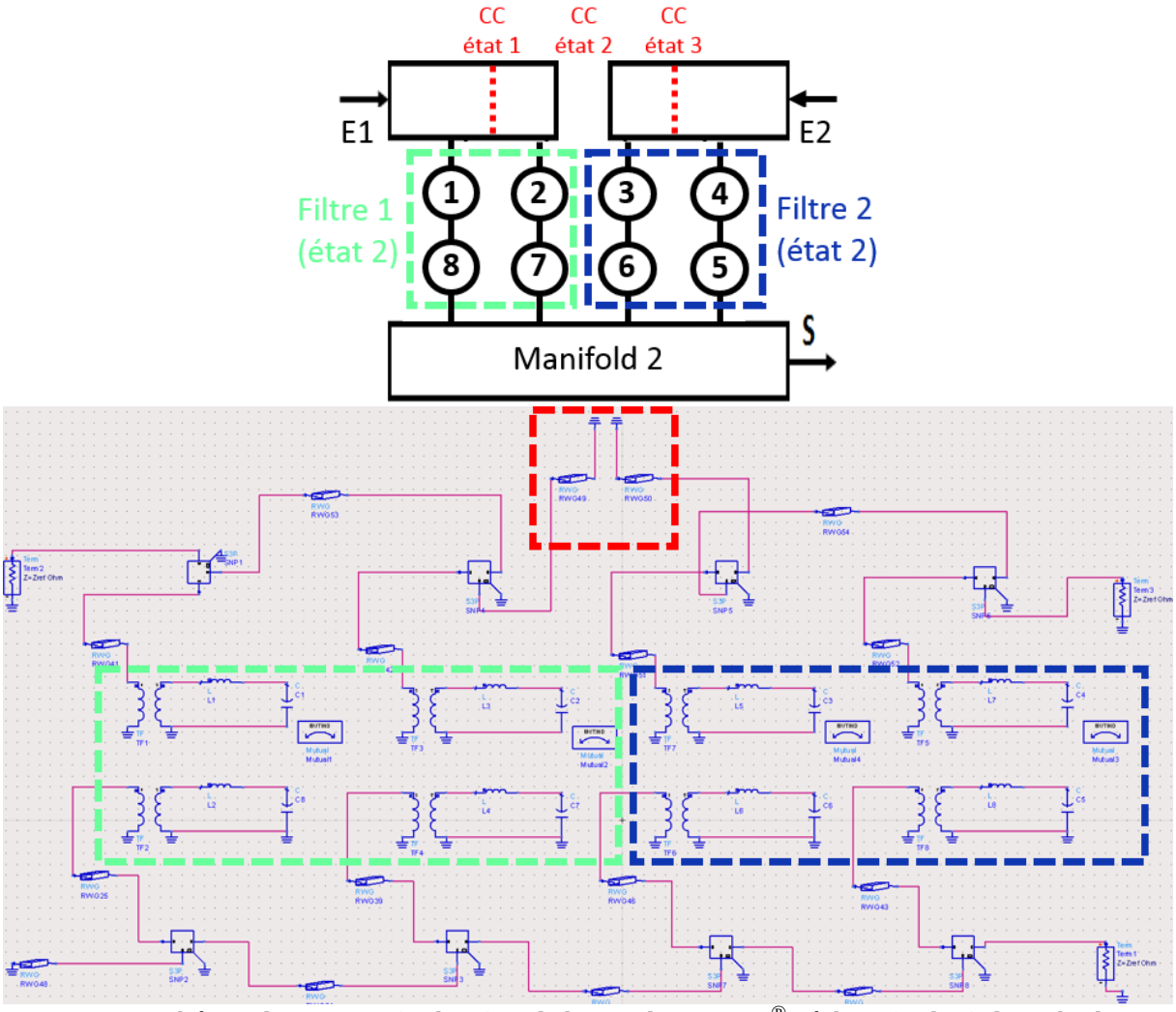


Figure 55 : Schémas de principe (en haut) et de la simulation ADS® réaliste (en bas) du multiplexeur pour l'état 2 en topologie transversale-à-paires

Il apparaît que la réduction de longueur des guides d'onde par rapport à la topologie transversale n'apporte pas d'amélioration significative pour la simulation de base (sans optimisation), qui est toujours aussi éloignée du résultat final voulu (voir courbes de la Figure 56).

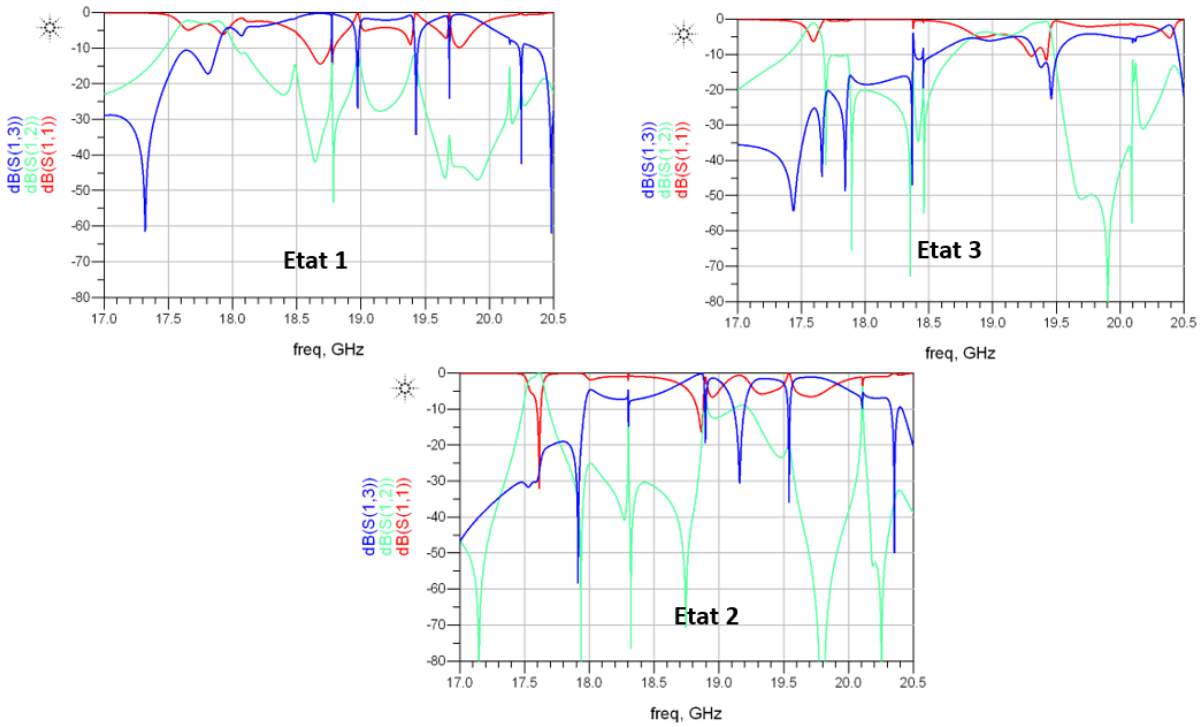


Figure 56 : Courbes des paramètres S en dB du multiplexeur AVANT optimisation pour les trois états en topologie transversale-à-paires

De par l'existence d'un couplage inter-résonateur à chaque canal, qui rend la construction du filtre plus complexe, les optimisations sont plus longues qu'avec la topologie transversale. Malgré cela, l'optimiseur converge vers des solutions proches de l'objectif pour chacun des trois états.

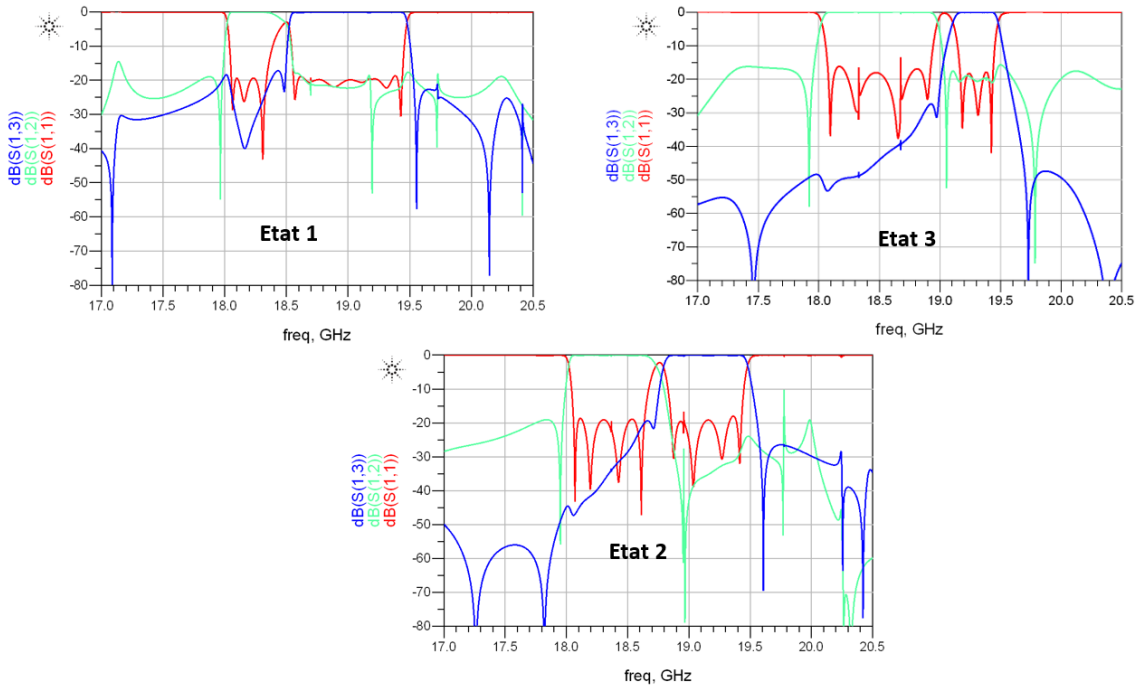


Figure 57 : Courbes des paramètres S en dB du multiplexeur APRES optimisation pour les trois états en topologie transversale-à-paires

Le nombre de zéros de réflexion dans les bandes passantes correspond maintenant au nombre de pôles des filtres. On remarque néanmoins de nouveau la présence de parasites résiduels dans les bandes passantes de certains filtres. Le filtre 1 de l'état 3 reste le plus problématique, l'explication est la même que pour la topologie précédente (voir la Figure 51). Le Tableau 7 suivant synthétise les valeurs des paramètres des états optimisés.

	Etat 1		Etat 2		Etat 3	
	Filtre 1	Filtre 2	Filtre 1	Filtre 2	Filtre 1	Filtre 2
Fc théorique (GHz)	18,20	19,00	18,35	19,15	18,50	19,30
BP théorique (MHz)	300 (1,6%)	900 (4,7%)	600 (3,3%)	600 (3,1%)	900 (4,9%)	300 (1,5%)
Fc simulée (GHz)	18,20	19,00	18,35	19,14	18,50	19,30
BP simulée (MHz)	287	885	582	585	861	274
Adaptation maximum dans la bande (dB)	-19,3	-18.4	-18,6	-16,7	-14,2	-17,8

Tableau 7 : Valeurs des paramètres des filtres du multiplexeur en topologie transversale-à-paires pour les trois états suivant la spécification large bande

On retrouve dans le Tableau 7 ci-dessus les valeurs optimisées des filtres pour les différents états. Certaines adaptations sont assez faibles, notamment pour les filtres 2 de l'état 2 et 1 de l'état 3, à cause de pics parasites dont la largeur fréquentielle n'excède pas quelques mégahertz. Les valeurs des bandes passantes optimisées sont relativement similaires à celles de la précédente topologie, et sont inférieures dans tous les cas à celles du cahier des charges d'environ 4 % en moyenne (moyenne de 5 % pour la topologie transversale). L'ensemble des valeurs de toutes les variables optimisées est détaillé en Annexe 2.

Afin de conclure sur cette topologie transversale-à-paires, on peut dire que le passage à deux résonateurs par canal ne résout pas les problèmes de gestion des résonances parasites dans les circuits de combinaison, tout en en limitant l'impact par rapport à la topologie transversale. Du fait de la dépendance du positionnement des pôles liés aux résonateurs couplés, les procédures d'optimisation sont en contrepartie plus complexes et longues pour cette topologie transversale-à-paires.

2-8 Comparatif des différentes topologies étudiées

Après l'étude de ces différentes topologies de multiplexeur, il est important d'établir un comparatif qui permettra dans un premier temps de faire des parallèles directs entre ces topologies, puis de pouvoir choisir la plus intéressante pour atteindre les objectifs que nous nous sommes fixés, topologie qui sera alors développée jusqu'à une maquette servant de preuve de concept. Pour effectuer ce comparatif, les avantages et inconvénients intrinsèques des topologies ainsi que les résultats des simulations permettent d'estimer quel est le meilleur compromis à faire. De plus, d'autres paramètres comme le nombre de variables indépendantes, qui correspondra potentiellement à un nombre de commandes d'actuation pour la maquette, la facilité de développement des filtres ou encore la facilité d'optimisation sont pris en compte.

Le Tableau 8 suivant offre une vue générale comparative des quatre différentes topologies étudiées dans ce chapitre : classique à manifold, diplexeur en U, transversale et transversale-à-paires. Dans le but de simplifier la comparaison, et en plus des résultats d'optimisation de chacune pour le multiplexeur à trois états, des valeurs relatives seront

attribuées à chacune sur des paramètres indispensables à une analyse dite « système » comme l'encombrement minimum, la puissance acceptée ou le poids total.

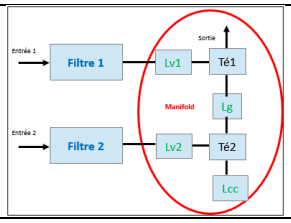
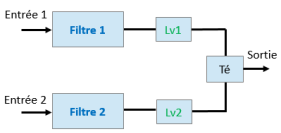
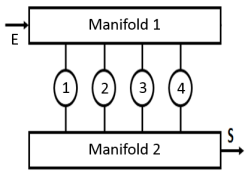
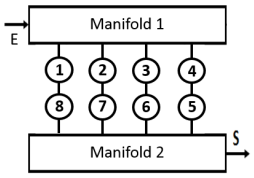
	Classique à manifold	**Diplexeur en U**	**Transversale**	**Transversale-à-paires**
Système étudié	Multiplexeur avec 2 filtres	Multiplexeur avec 2 filtres	Multiplexeur avec 2 filtres	Multiplexeur avec 2 filtres
Topologie				
Nombre N de résonateurs	N = 12	N = 12	N = 6	N = 8
Fc_mux (GHz)	19,95	19,95	18,75	18,75
Bandes Passantes relatives pour les 3 états (%)	0,6 – 1,2 – 1,8	0,6 – 1,2 – 1,8	1,6 – 3,2 – 4,8	1,6 – 3,2 – 4,8
Adaptation du nombre de pôles à la BP	NON	NON	OUI	OUI
Adaptation moyenne sur les 6 filtres (dB)	20	20	16,1	17,5
BP optimisées par rapport au cahier des charges (%)	100,6	99,7	94,9	95,9
Difficulté d'optimisation	★★★☆☆ ☹ Faire des BP très différentes avec le même nombre de pôles ☺ Souplesse	★★☆☆☆ ☹ Faire des BP très différentes avec le même nombre de pôles ☺ Peu de variables	★★★☆☆ ☹ Parasites ☺ Simplicité dû à l'absence de couplage inter-résonateurs	★★★★☆ ☹ Parasites ☹ Convergence lente ☺ Les couplages inter-résonateurs offrent un degré de souplesse supplémentaire
Encombrement	★★★☆☆	★★☆☆☆	★★★★★	★★★★☆
Nombre de commande prévisible : Filtres / mux	26 / 32	26 / 29	18 / 42	20 / 36

Tableau 8 : Comparatif final des quatre topologies étudiées pour la simulation d'un multiplexeur

En conclusion, il apparaît que la solution diplexeur est assez intéressante, mais son manque de souplesse dû au peu de degrés de liberté n'en fait pas un bon candidat pour un

multiplexeur accordable. La topologie transversale est très encombrante, nécessiterait potentiellement un très grand nombre de commandes et est surtout trop parasitée par les longueurs de guides d'onde utilisées pour être facilement optimisable. La topologie transversale-à-paires apparaît difficile à optimiser de par sa complexité et les parasites, mais elle offre une souplesse intéressante qui pourrait être exploitée pour des cahier des charges adaptés. Enfin, la topologie classique à manifold reste le meilleur compromis si l'on prend l'ensemble des paramètres en compte. Malgré le fait qu'elle n'adapte pas le nombre de pôles à la bande réalisée, le faible nombre de parasites qui y apparaissent et son grand nombre de paramètres en font le meilleur candidat parmi les solutions envisagées pour le développement du multiplexeur accordable qui servira de maquette.

Ainsi, c'est une étude poussée sur la topologie classique qui sera détaillée dans le chapitre 4, notamment par une analyse électromagnétique globale, et la conception d'une maquette servant de preuve de concept. Le chapitre 3 suivant amène la discussion sur le développement de plusieurs briques élémentaires qui peuvent servir dans la conception de multiplexeurs accordables, certaines concernant la distribution d'énergie et d'autres le déphasage. Une explication sera donnée sur la conception de ces pièces, leur fabrication grâce à des procédés d'impression 3D plastique et la manière de les métalliser et de les caractériser pour en faire des objets mesurables.

Bibliographie du Chapitre 2 :

[1] CARPENTIER Ludovic. *Filtres céramiques microondes par stéréolithographie 3D* [En ligne]. Thèse de doctorat : Électronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique. Limoges : Université de Limoges, 2012.

[2] M. Martinez-Mendoza, J. S. Gomez-Diaz, D. Canete-Rebenaque, A. Alvarez-Melcon and S. Amari, "Systematic algorithm for the design of hybrid waveguide-microstrip transversal microwave filters," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5, no. 11, pp. 1303-1309, August 19 2011.

[3] M. Martínez-Mendoza, D. Cañete-Rebenaque, A. Alvarez-Melcon and R. Cameron, "Complex waveguide filter topologies employing inductive windows and dielectric objects," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 8, no. 15, pp. 1305-1312, 12 9 2014.

[4] R. Li, X. Tang and F. Xiao, "Design of Substrate Integrated Waveguide Transversal Filter With High Selectivity," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 6, pp. 328-330, June 2010.

CHAPITRE 3 : Etudes sur la fabrication additive de pièces plastiques et leur métallisation pour des applications manifold

3-1 Introduction

Un important travail a été effectué au cours de cette thèse pour développer un certain nombre d'objets pouvant être intégrés, entre autres possibilités, dans les topologies de multiplexeurs présentées au chapitre 2. Les deux premiers sont des diviseurs de puissance en guides d'onde, dont le but est de distribuer de façon égale la puissance d'entrée entre les différents canaux ; nos simulations ont montré que les longueurs électriques de ces circuits de distribution étaient responsables de problèmes de résonances parasites lors de la conception du multiplexeur intégrant des topologies de filtres transversaux, il sera donc ici recherché une solution très intégrée. La partie suivante détaillera deux versions d'un déphaseur en guide d'onde conçu pour créer un déphasage variable et contrôlable ; ce déphaseur est un élément essentiel de la topologie classique à manifold, et nous chercherons de nouveau la solution permettant une intégration maximale, pour réduire l'apparition de résonances parasites, adaptée au cahier des charges donné pour cible.

La stéréolithographie plastique est devenue ces dernières années un moyen simple et rapide pour le milieu de la recherche de faire du prototypage à moindre coût. Alors que la fabrication de prototypes pouvait prendre plusieurs semaines voire plusieurs mois il y a 20 ans, quelques heures seulement suffisent maintenant pour imprimer un objet. De plus, certaines formes complexes peuvent être facilement obtenues par l'impression, et n'auraient pas pu être faites en usinage, sauf au prix d'assemblages complexes. Profitant de la montée en puissance de cette technologie à travers une précision accrue pouvant désormais atteindre des niveaux inférieurs à 10 µm, le domaine des hyperfréquences emploie de plus en plus ce type de procédés.

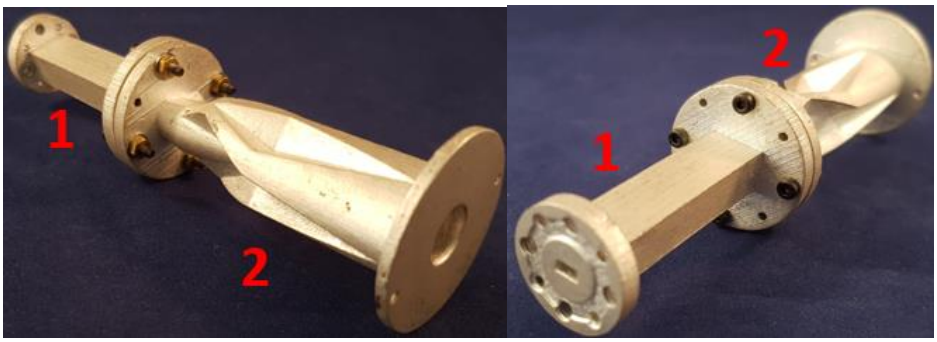


Figure 58 : Ensemble imprimé en plastique et métallisé à l'argent constitué par un taper WR15 vers WR19 (1) puis un convertisseur de mode $TE_{10\ rect}$ vers le mode $TE_{01\ circ}$ (2) fonctionnant entre 40 et 60 GHz pour une application d'antenne omnidirectionnelle indoor [1]

Nous allons utiliser cette technique de réalisation pour valider des concepts et non pour réaliser des objets fonctionnels. Il n'est pas attendu sur ces maquettes en plastique d'atteindre les performances requises pour l'équipement, mais de vérifier que le modèle issu de la CAO est fiable avant d'engager une réalisation qui peut être couteuse. Cette étape de conception s'est donc ajoutée depuis quelques années à la procédure classique intégrant les étapes de synthèses, de CAO avancée, puis de réalisation du dispositif dans la technologie cible. Les pièces ont été, dans le cadre de ce travail, fabriquées en impression 3D plastique auprès de la plateforme technologique RAMSEIS et localisée au lycée Turgot de Limoges. Le plastique utilisé est caractérisé par les paramètres suivants : $\varepsilon = 2{,}87$ et $\tan\delta = 0{,}02$ à 12 GHz et le principe de fabrication est le Polyjet® [2]. La métallisation, permettant de fonctionnaliser l'objet plastique, sera effectuée par différentes techniques qui seront détaillées dans la dernière partie de ce chapitre.

3-2 Différents concepts de circuits passifs en lien avec le manifold

3-2-1 Jonction en T en guides d'onde plan H

Le premier élément développé est une jonction à trois voies en plan H, appelée plus communément té plan H. Une voie est considérée comme une entrée et les deux autres sont des sorties. Le but étant ici d'égaliser la répartition de puissance entre les deux sorties, différentes conceptions intégrant des formes variées ont été testés. La restriction à l'usage unique du plan H pour notre étude vient du fait que l'utilisation d'un plan E obligerait de facto à ajouter de la

hauteur au design, ce qui peut être problématique pour l'insertion du circuit dans une charge utile de satellite.

L'Annexe 3 démontre des éléments sur les propriétés de réflexion et de transmission des multipôles réciproques sans perte. Pour ce qui est du niveau de transmission théorique dans un système à 3 voies, en reprenant l'équation 10 (g) de l'Annexe 3 et en posant que les transmissions du système doivent être égales, on arrive logiquement à :

$$2|S21|^2 = 1 \text{ et donc } |S21|_{dB} = 20\log(\frac{1}{\sqrt{2}}) = -3\,dB \qquad \text{(équation 4)}$$

Le Tableau 9 généralise les niveaux de transmission fixés pour objectifs en fonction du nombre de voies.

Nombre de voies du système	Niveau des transmissions (en dB)
3	-3,0
4	-4,8
5	-6,0
6	-7,0

Tableau 9 : Valeurs des niveaux de transmission dans un système sans perte en fonction du nombre de voies

Comme on peut le voir sur la Figure 59, cinq versions du té ont été simulées avec le logiciel HFSS®. Le but de ces diverses investigations est d'identifier la solution possédant naturellement les meilleures propriétés : découpage de l'énergie équilibré, adaptation optimale, forte intégration. Le nombre de degrés de liberté a été augmenté progressivement, en recherchant de plus des topologies à même de lisser les effets de potentielles discontinuités pour le champ EM. Il faut cependant tenir compte du fait de l'orientation physique des accès, l'insertion du té dans une topologie de multiplexeur pouvant nécessiter dans certaines configurations des longueurs supplémentaires de guides d'onde pour réaligner les canaux, ce qui n'est pas souhaité.

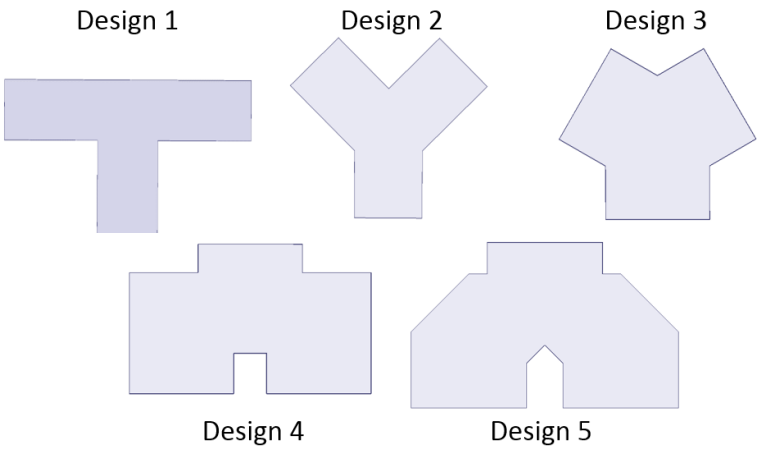


Figure 59 : Vue des différents designs de tés plan H testés en simulation 3D

Dans les courbes de résultats suivantes (Figure 60), la bande d'analyse couverte s'étend de 17 GHz à 20,5 GHz, au-delà donc de la bande totale du multiplexeur (18 – 19,5 GHz), pour vérifier que les concepts ne sont pas trop sensibles à un décalage en fréquence.

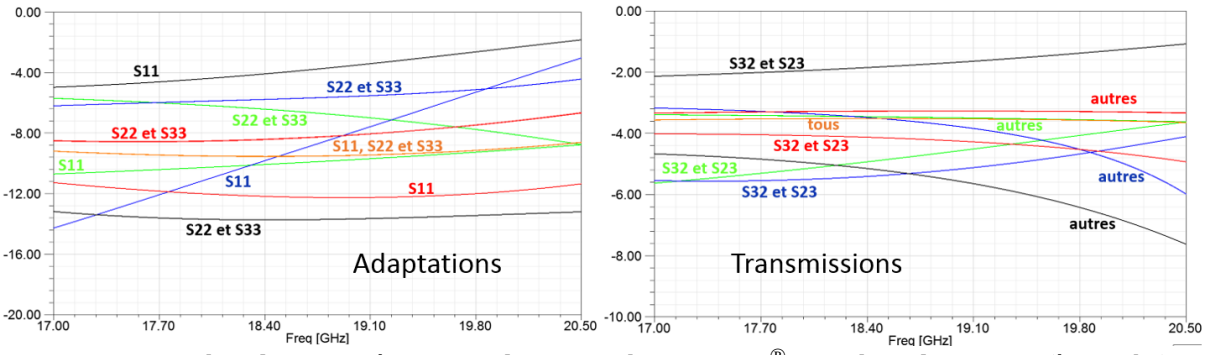


Figure 60 : Courbes des paramètres S en dB en simulation HFSS® pour les adaptations (à gauche) et les transmissions (à droite) des différents designs de té plan H : design 1 en noir, design 2 en rouge, design 3 en orange, design 4 en bleu et design 5 en vert

Il apparaît sur ces courbes que le meilleur compromis est le design 3 (en orange sur les graphiques). Ce résultat semble logique car c'est le seul qui offre 3 plans de symétrie (un au milieu de chaque accès) grâce aux angles qui séparent les voies et qui valent tous 120°. Le design 2 (en rouge sur les graphiques), géométriquement proche du 3, possède aussi des résultats proches de l'objectif.

Cependant, le problème de l'alignement des sorties est devenu prépondérant. De par les études de simulations du multiplexeur, il est apparu qu'il serait plus problématique (génération de résonances parasites) d'ajouter de grandes longueurs de guides d'onde pour venir réaligner les sorties du té, que d'avoir un té intrinsèquement équilibré en puissance. Pour la suite, le choix a été fait d'utiliser le té classique avec des voies orthogonales (design 1) qui permet aisément l'alignement des canaux, mais en le modifiant pour équilibrer les voies.

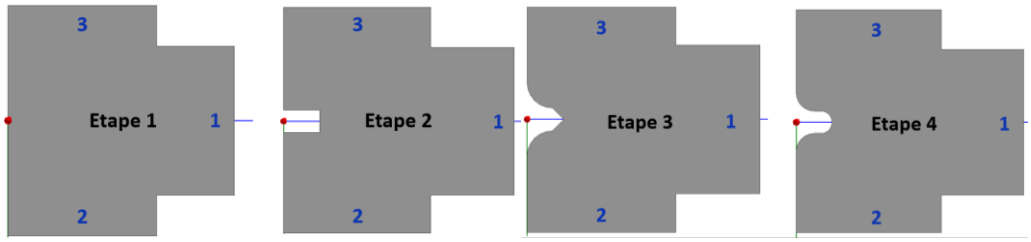


Figure 61 : Evolution du design 1 du té plan H pour l'équilibrage des puissances entre les voies

Une modification directe de la topologie au niveau du cœur du té, là où les champs venant des trois voies se recombinent, peut aider à atteindre le but fixé. Si on analyse le té de l'étape 1 de façon géométrique, on peut penser que la transmission entre les ports 2 et 3 est privilégiée, ceux-ci étant face à face, alors que pour le port 1 le champ doit faire un coude pour être transmis. De plus, pour ce qui est de l'adaptation, la discontinuité vue par l'onde issue du port 1 est de nouveau prépondérante par rapport à celle vue par les ports 2 et 3.

Cette analyse est confirmée par l'analyse des courbes de la Figure 62 : le module du paramètre S11 est supérieur à ceux des paramètres S22 et S33, et les niveaux de transmission entre les voies 2 et 3 sont supérieurs aux transmissions entre les voies 1 et 3, ou 1 et 2. Pour équilibrer ces valeurs, une partie parallélépipédique est ôtée du cœur du té sur la face sans port et sur toute la hauteur du guide d'onde : c'est l'étape 2 sur la Figure 61.

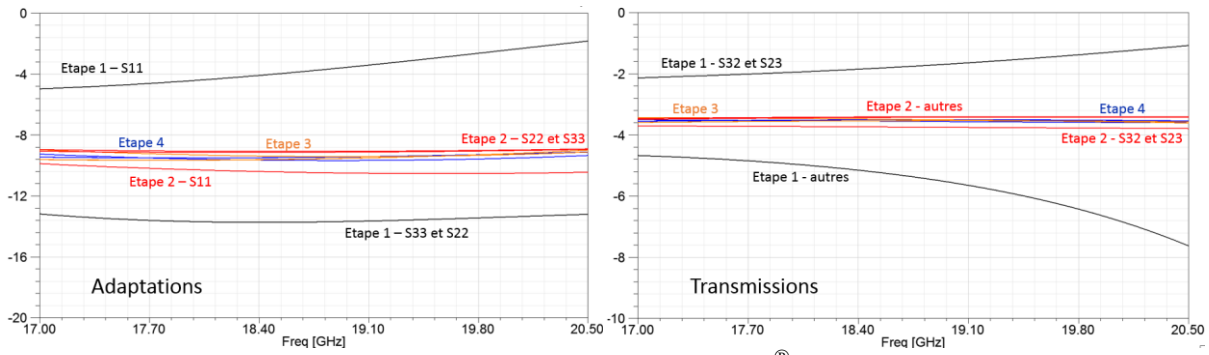


Figure 62 : Courbes des paramètres S en dB en simulation HFSS® pour les adaptations (à gauche) et les transmissions (à droite) des différentes étapes de variations du design 1 de té plan H : étape 1 en noir, étape 2 en rouge, étape 3 en orange et étape 4 en bleu

Comme on peut le voir sur la Figure 62, le simple passage de l'étape 1 à l'étape 2 améliore grandement l'équilibre entre les niveaux d'adaptation et de transmission des différentes voies. Dans le but d'équilibrer encore mieux ces niveaux dans l'étape 3, la surface plane du parallélépipède face au port 1 est tronquée en pointe de manière à ce que le champ issu de cet accès soit plus efficacement réparti. De plus, les angles internes de celui-ci (tout à gauche sur le dessin) sont arrondis dans ce même but.

Bien que moins importante, l'amélioration est visible, et les courbes de l'étape 3 sont particulièrement planes et équilibrées sur toute la bande de simulation. Le passage à l'étape 4 ne change pas les courbes, il s'agit simplement de remplacer la pointe créée à l'étape précédente par un arrondi qui ne posera pas de problème dans le cas d'une utilisation du té à forte puissance. Ainsi, on a un té trois voies avec une division de la puissance équilibrée, adapté au mieux sur toutes les voies et avec une grande platitude sur toute la bande de simulation.

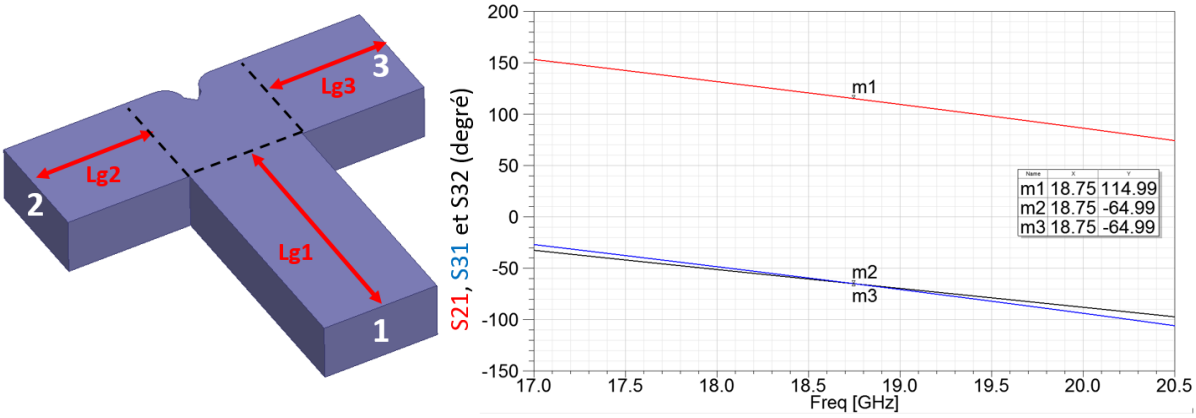


Figure 63 : Courbes des paramètres de phases en transmission en degré du té plan H étape 4 (à droite) et vue axonométrique du té plan H étape 4 (à gauche) avec les différentes longueurs de guides d'onde ajoutées sur chaque face du té minimal

Sur la Figure 63, on peut voir que les courbes des phases en transmission sont linéaires sur toute la bande. De par la géométrie du design, il n'est pas possible d'obtenir exactement les mêmes pentes pour toutes les courbes. Il existe une différence de quelques degrés entre les droites (au maximum 8,7° au haut de bande de simulation). Le saut de phase de 180° de l'une des courbes relève de la technique de simulation sur HFSS® et ne peut être évité.

On peut relever deux valeurs de pentes distinctes sur les courbes de la Figure 63 : celles pour les transmissions entre les ports 2 et 3 (S23 et S32), et celles pour les transmissions avec le port 1 (S12, S21, S13 et S31). Pour les premières, c'est la discontinuité créée pour l'équilibre des puissances entre les voies qui les rend légèrement différentes des autres. Pour les secondes, c'est la symétrie au centre de l'axe du port 1 qui fait qu'elles sont toutes strictement égales entre elles.

Afin de vérifier le concept de té plan H équilibré, nous l'avons fabriqué avec une imprimante 3D plastique (plateforme technologique RAMSEIS). L'épaisseur de matière basique autour des guides d'onde est de 3 millimètres. Il faut ensuite ajouter les brides de connexions, qui sont standardisées [3]. On obtient alors le design dans sa version

« imprimable » (voir la Figure 64). C'est ce dernier qui va être utilisé pour commander l'imprimante 3D.

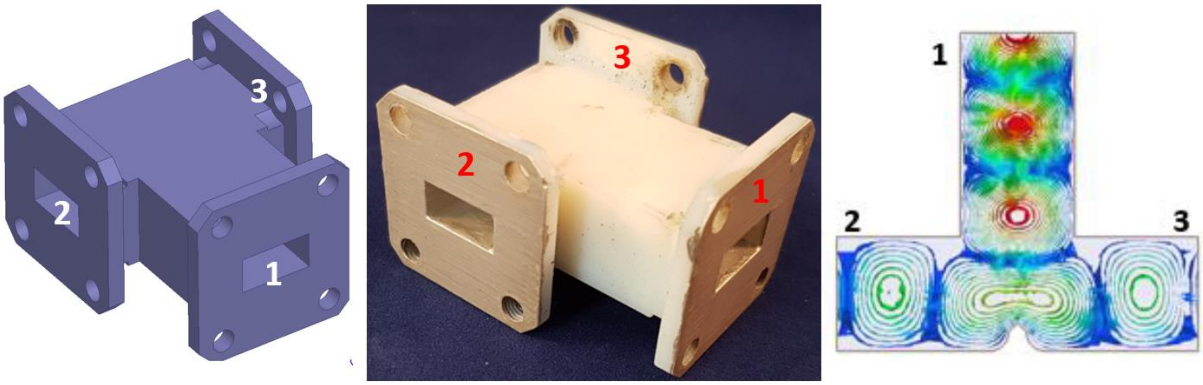


Figure 64 : Vue axonométrique de la simulation (à gauche), photo du prototype (au centre) et allure du champ EM pour le mode TE_{10} (à droite) du té plan H imprimé en plastique et métallisé avec de la laque argent de marque Ferro® L200N

Deux imprimantes de l'entreprise Stratasys® sont utilisées par le laboratoire (dans le cadre d'une convention entre XLIM et la plateforme technologique RAMSEIS à Limoges) : la première, le modèle uPrint SE, possède une résolution d'environ 150 µm. Elle utilise le principe du Fused Deposition Modeling (FDM), qui consiste à venir déposer un fil de plastique en fusion sur un support de construction (qui est aussi un plastique) et de construire la pièce imprimée en couches successives de fil fondu. Des plastiques ABS (Acrylonitrile Butadiène Styrène) sont utilisés pour la pièce, et le SR-30 pour le support (matériau soluble dans la soude). La seconde imprimante est le modèle Objet Eden V, dont la résolution dépend du type d'impression : haute qualité (HQ) avec 16 µm d'épaisseur, et haute vitesse (HS) avec une épaisseur de 33 µm. Son principe est le Polyjet©, c'est-à-dire la projection de gouttelettes de photopolymère solidifiées par exposition à des rayons ultraviolets (UV). Là aussi, un matériau de support est utilisé : c'est un autre polymère, moins exposé aux UV, qui est enlevé par ablation mécanique (jet d'eau sous pression).

Le principe utilisé pour imprimer le té est le Polyjet© car il offre de meilleures résolutions. La méthode de métallisation (laquage argent) sera développée dans le sous-chapitre associé. Les mesures correspondent aux résultats de simulation, et les phases en transmission sont à peu près égales pour la fréquence de 18,64 GHz (au lieu de 18,75 GHz en simulation). Ces mesures ont été faites en deux étapes (une pour chaque sortie) avec un connecteur branché sur l'analyseur de réseau vectoriel pour l'entrée et un autre sur une des deux sorties, la seconde sortie étant adaptée. Le niveau moyen des transmissions est de -3,6 ± 0,3 dB (simulation à -3,5 ± 0,1 dB) et la réflexion maximum atteint -7,7 dB en haut de bande (simulation à -8,7 dB).

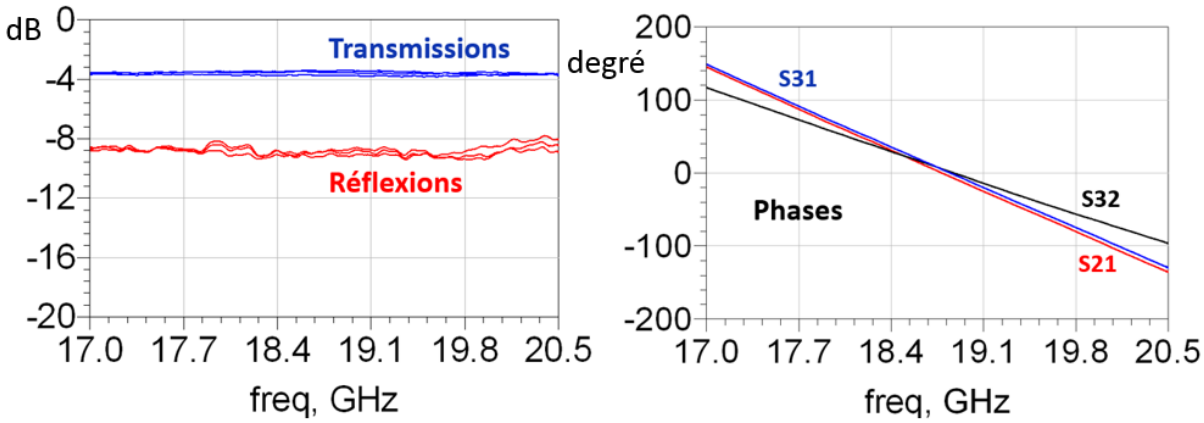


Figure 65 : Courbes des paramètres S du té plan H mesurées sur la pièce plastique avec les transmissions et les réflexions en dB (à gauche) et les phases en transmission en degré (à droite)

Après le développement de ce té trois voies pour des applications de manifold, une version intégrant plus de voies a été conçue, en particulier pour remplacer le manifold d'entrée d'un filtre en topologie transversale ou transversale-à-paires. C'est cette étude qui est détaillée dans le sous-chapitre suivant.

3-2-2 Diviseurs de puissance en guide d'onde

Après le développement relativement simple du té trois voies précédent, une seconde étude a porté sur un circuit de distribution avec une voie supplémentaire. Dans le but d'éviter de générer dans le multiplexeur un grand nombre de résonances parasites, la compacité du dispositif a été optimisée. Le cahier des charges est le suivant :

- Circuit avec une entrée et trois sorties en guides d'onde WR51 (14,5 – 22 GHz) fonctionnant entre 17 et 20,5 GHz
- Puissance distribuée de façon équilibrée entre les sorties sur toute la bande ; ce qui correspond à un niveau de transmission de -4,8 dB (cf. Tableau 9)
- Niveau d'adaptation à l'entrée d'au moins 15 dB sur toute la bande ($|S11| < -15$ dB)
- Encombrement minimum / longueur totale de guide d'onde minimale

<u>Première version :</u>

Pour satisfaire ces besoins, la conception s'est basée sur une base hybride plan E plan H. Ce sont les parois internes du diviseur, placées de façon judicieuse, qui vont « séparer » le champ EM vers les sorties. La première étape est donc de créer ces découpages. Comme on

peut le voir sur la Figure 66 à droite, la première séparation est horizontale et permet de diviser le champ environ un tiers de la hauteur. Ainsi, une partie de l'énergie est envoyée sur la sortie du haut et l'autre partie vers les sorties du bas. La seconde séparation permet à l'énergie envoyée vers le bas d'être découpée en deux moitiés égales vers les sorties 2 et 3.

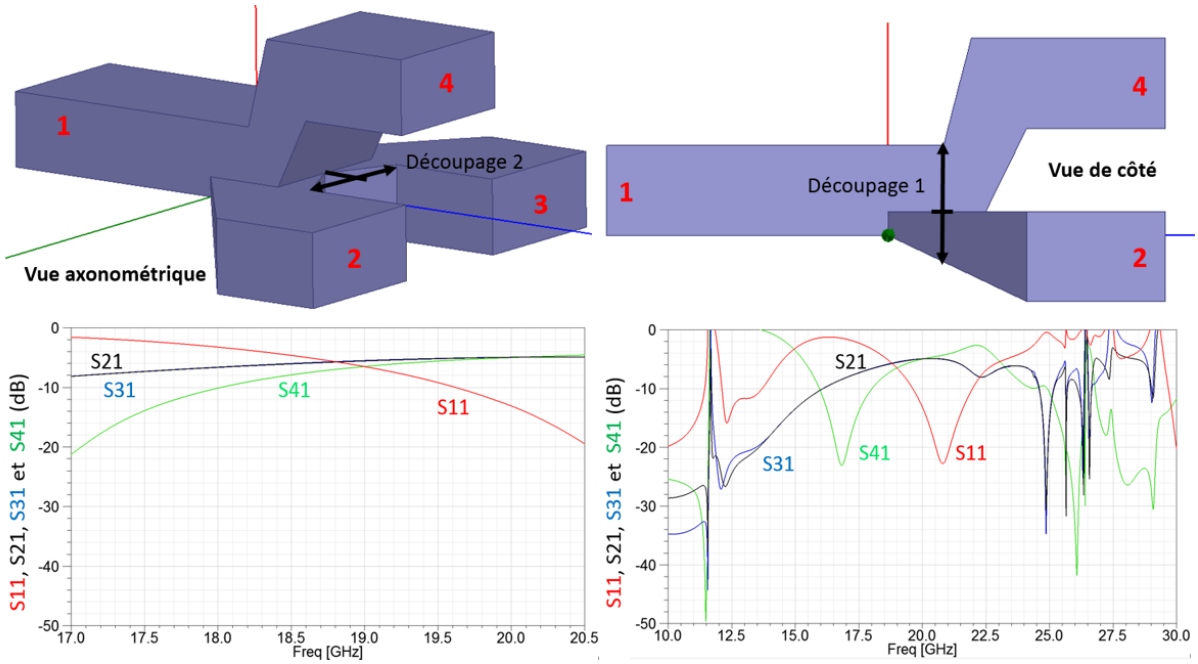


Figure 66 : Différentes vues de la conception du diviseur de puissance à 4 voies après les deux découpages initiaux (en haut) et courbes des paramètres S en dB de la réflexion à l'entrée et des transmissions sur la bande de simulation (en bas à gauche) et en très large bande (en bas à droite)

Comme on le voit sur les courbes de la Figure 66, les coefficients de transmission ne sont pas du tout équilibrés avant optimisation. C'est en modifiant les parois internes, à la jonction entre les voies, que l'on va pouvoir équilibrer les puissances. Quand le besoin est de diminuer la fréquence d'une résonance parasite apparaissant dans la bande utile, on analyse l'allure du champ EM à cette fréquence, et, en décalant une paroi proche, on agrandit par exemple le volume environnant le domaine dans lequel le champ EM est stocké pour ramener le parasite en dessous de la bande utile. De plus, lisser les formes des discontinuités permet d'amortir les résonances, et d'obtenir des courbes avec une meilleure platitude.

On arrive ainsi à équilibrer les différents coefficients de transmission et à diminuer la réflexion à l'entrée, au moins suffisamment pour satisfaire le cahier des charges (voir sur la Figure 67). On notera la présence de petites « ailettes » sur les côtés de la zone centrale, qui ont permis de diminuer la fréquence du pic principal de résonnance parasite.

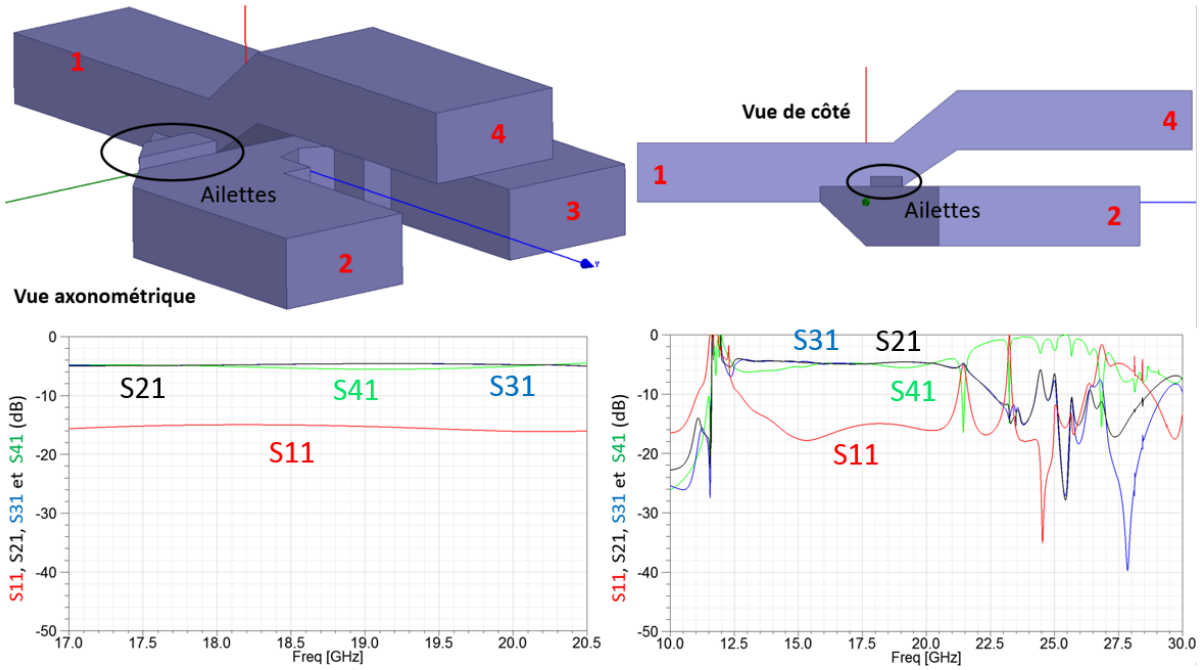


Figure 67 : Différentes vues de la conception du diviseur de puissance à 4 voies dans sa version finale (en haut) et courbes des paramètres S en dB de la réflexion à l'entrée et des transmissions après optimisation manuelle sur la bande de simulation (en bas à gauche) et en très large bande (en bas à droite)

Les niveaux des réflexions et des transmissions entre les sorties restent cependant problématiques (voir les courbes sur la Figure 68), même si aucune valeur nominale n'était attendue.

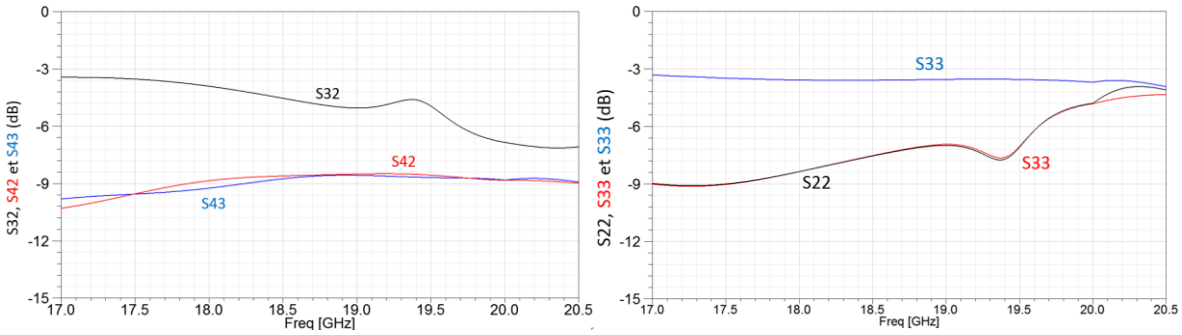


Figure 68 : Courbes des paramètres S en dB des transmissions entre les sorties (à gauche) et des réflexions sur les sorties (à droite) du diviseur de puissance à 4 voies après optimisation manuelle sur la bande de simulation

Dans un multiplexeur, ce sont les filtres qui assurent le travail de sélection des fréquences et qui, pour leur bande de fréquences respectives, empêchent l'énergie de repartir vers un autre canal, assurant ainsi un faible niveau de transmission inter-canal et de réflexion à chaque sortie. Les simulations effectuées ici ne tenant compte que du diviseur de puissance seul, le choix a été fait de ne pas modifier le composant afin d'améliorer ces valeurs.

Version élargie :

Un problème est cependant apparu pour utiliser ce diviseur en l'état : la taille de l'objet ne permettait pas d'insérer les brides de connexion standard du WR51 (voir Figure 69). Il peut être envisagé cependant d'utiliser cette conception dans une version monolithique intégrant un ensemble de composants dont le diviseur. Mais pour éviter des difficultés liées à la mesure avec des reports spécifiques en guides d'onde et pour pouvoir utiliser simplement le kit de mesure WR51, le choix a été fait de modifier cette conception pour décaler les sorties et les éloigner les unes des autres. Cette problématique de la taille des brides de connexion pour les mesures en guides d'onde est importante, et on la retrouvera pour le développement de la maquette finale.

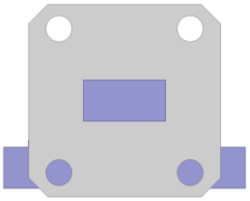
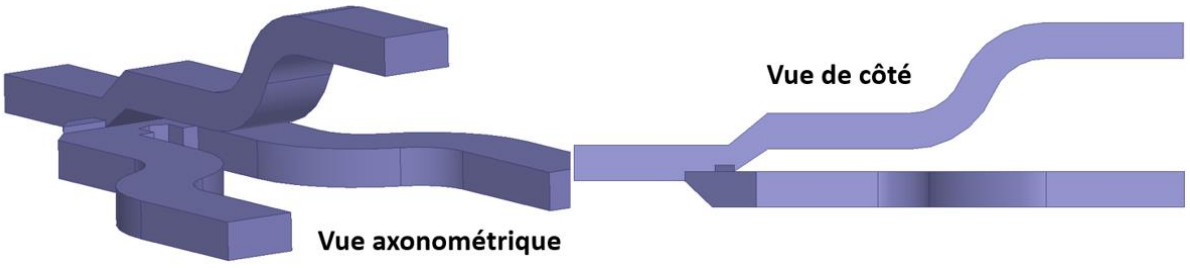


Figure 69 : Vue de face du diviseur de puissance final à 4 voies avec une bride de connexion WR51 sur le port 4 (en gris)

Dans la Figure 70 ci-dessous, on voit les différentes vues de l'objet optimisé avec les « bras » suffisamment écartés pour pouvoir insérer les brides de connexion, ainsi que les résultats de simulation une fois l'étape de 'remodelage' terminée. Ces résultats sont très similaires aux précédents.



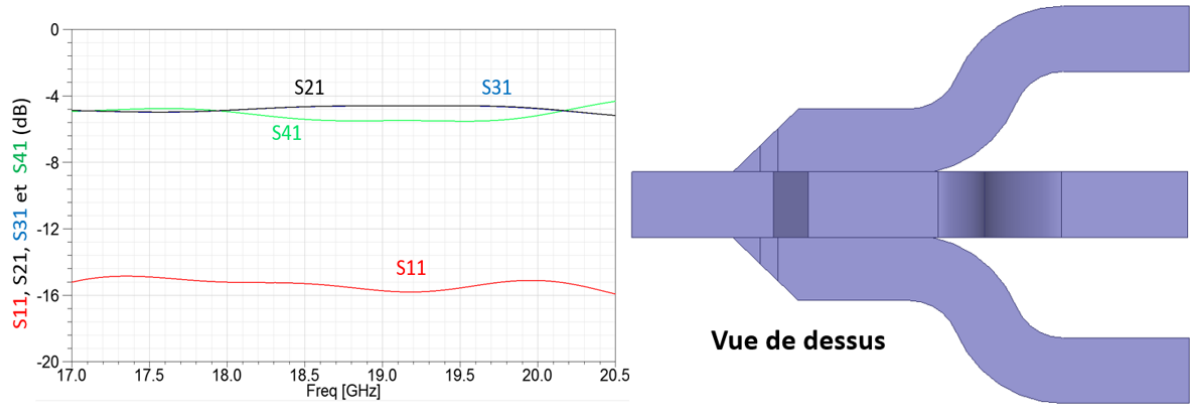


Figure 70 : Différentes vues du diviseur de puissance final dans sa version élargie et courbes des paramètres S en dB de la réflexion à l'entrée et des transmissions de cette nouvelle version

C'est donc cette dernière version qui va être retravaillée pour en faire une version imprimable, de la même façon pour le té plan H. Ce procédé est plus complexe que pour le té de par la présence de courbes dans le design, ainsi que des excroissances comme les ailettes. Ces excroissances vont donc se retrouver sur la version imprimable, ce qui permet d'éviter de déporter sur l'ensemble du diviseur l'épaisseur de ce surplus.

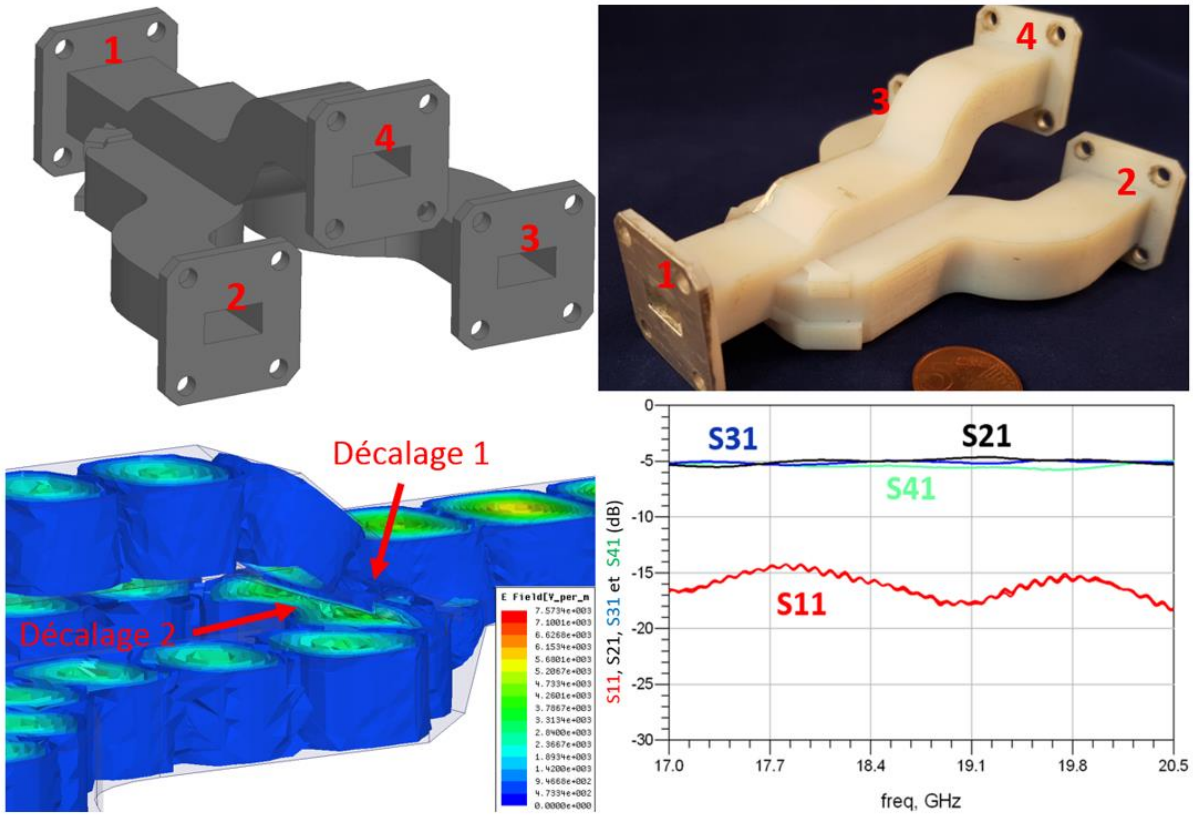


Figure 71 : Version finale du diviseur de puissance dans sa version imprimable (en haut à gauche) et photo du prototype imprimé en plastique et métallisé avec de la laque argent (en haut à droite), allure du champ EM pour le mode TE_{10} au niveau de l'embranchement (en bas à gauche) et courbes des paramètres S en dB des mesures du prototype (en bas à droite)

Les mesures ont été faites en trois étapes (une pour chaque sortie) avec un connecteur branché sur l'analyseur de réseau vectoriel pour l'entrée et un autre sur une des trois sorties, les deux autres sorties étant adaptées. Le niveau moyen des transmissions est de -5,2 ± 0,6 dB (simulation à -4,8 ± 0,8 dB) et la réflexion maximum atteint -14,2 dB en haut de bande (simulation à -15,5 dB).

Version doublée :

Pour pouvoir utiliser le diviseur de puissance dans un multiplexeur, par exemple en topologie transversale-à-paires, il serait nécessaire de lui inclure deux entrées. Nous sommes repartis de la conception du diviseur à 4 voies, et, par superposition de 2 de ces dispositifs, nous avons travaillé sur la conception présentée Figure 72.

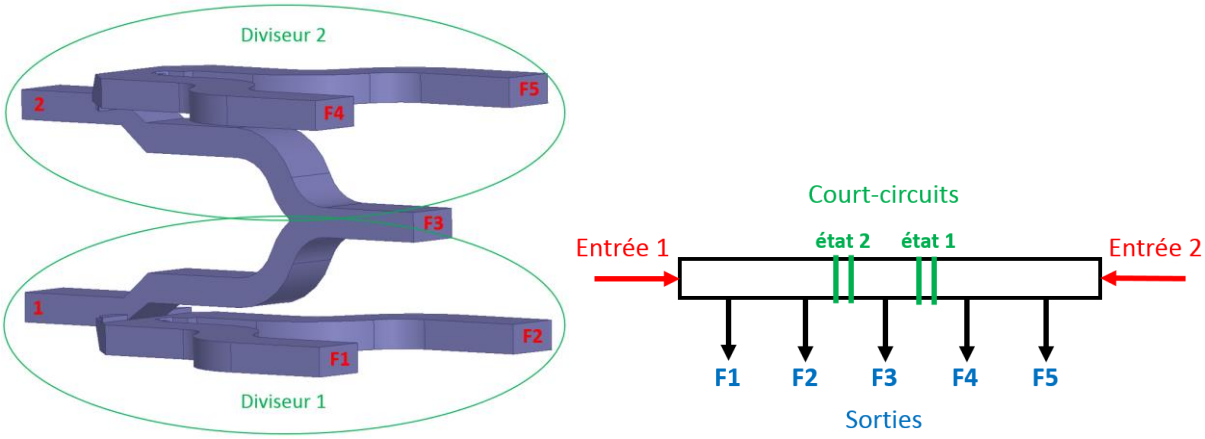


Figure 72 : Allure du diviseur de puissance dans sa version doublée avec les deux entrées et les cinq sorties (à gauche) et le circuit correspondant avec ajout des court-circuits en vert pour créer les états 1 et 2 dans le cas d'une application multiplexeur (à droite)

Pour une application avec deux états différents (1 et 2 sur la Figure 72), on va séparer les sept ports du composant en deux parties : une entrée et trois sorties, ce qui correspondra au filtre 1, et la seconde entrée avec les deux sorties restantes, ce qui correspondra au filtre 2. Cette distribution sera appelée l'état 1. En faisant passer la sortie du milieu (F3 sur le dessin) du filtre 1 vers le filtre 2, on obtiendra l'état 2. Pour réussir à faire ce découpage, il est nécessaire de venir fermer les guides d'onde arrivant vers la sortie F3.

Par mesure de simplicité, les simulations présentées dans cette partie se feront avec un effet d'aiguillage effectué par une plaque métallique en PEC (Perfect Electric Conductor). Si l'on souhaite réaliser une maquette de ce concept, ce qui n'a pas été fait durant cette thèse, il

faudra trouver un moyen simple pour venir couper le champ avec un objet suffisamment petit pour être inséré entre les deux diviseurs de puissance.

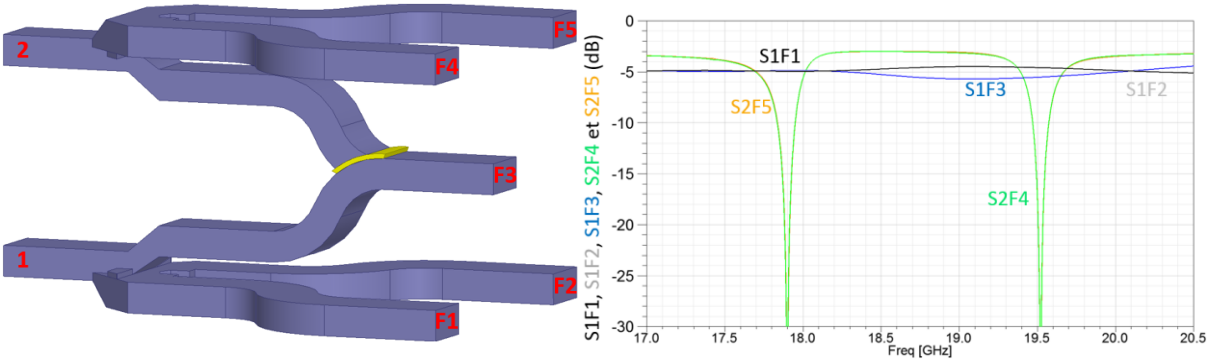
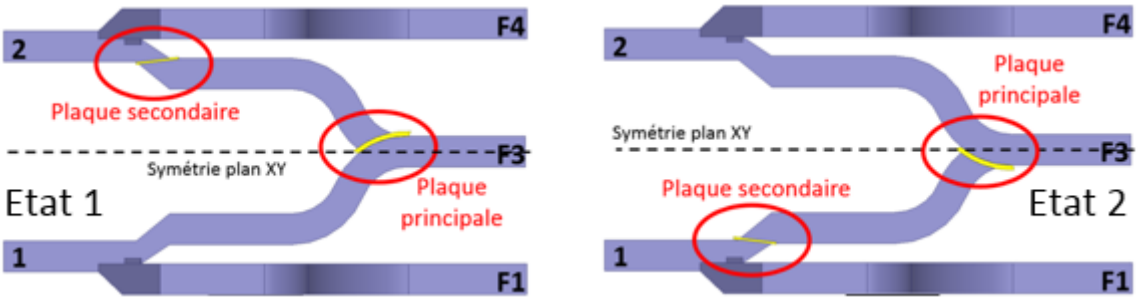


Figure 73 : Allure du diviseur de puissance dans sa version doublée dans l'état 1 avec la plaque métallique servant de court-circuit en jaune (à gauche) et les courbes des paramètres S des transmissions en dB correspondantes (à droite)

On constate que les courbes du filtre 1 (S1F1, S1F2 et S1F3) correspondent bien à celles pour un seul diviseur de puissance, mais les transmissions S2F4 et S2F5, qui sont celles du filtre 2, sont parasitées par deux résonances à 17,9 et 19,5 GHz. De la même manière, du fait de la symétrie dans le plan horizontal XY de l'objet (au centre du port 3), la simulation de l'état 2 donne des résultats équivalents : le filtre 1 (S2F3, S2 F4 et S2F5) est réglé comme le diviseur de puissance seul, mais le filtre 2 souffre de ces deux mêmes résonnances. Après vérification, il apparait que le guide d'onde entre l'entrée 2 et la plaque métallique résonne pour l'état 1 (respectivement entre l'entrée 1 et la plaque métallique pour l'état 2).

Pour résoudre ce problème, il est nécessaire d'ajouter une seconde plaque métallique qui va venir fermer ce guide, qui forme un stub en court-circuit, pour éviter les résonances dans la bande utile.



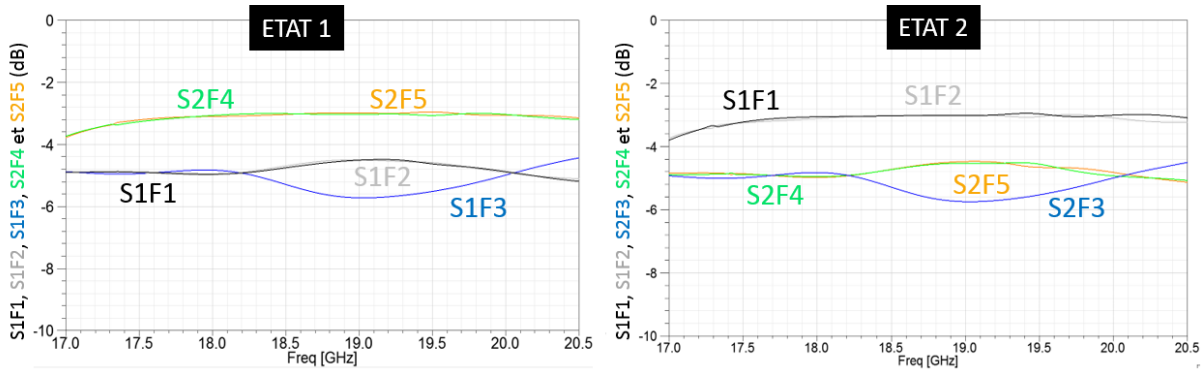


Figure 74 : Diviseur de puissance après l'ajout de la seconde plaque métallique servant à éviter les résonnances parasites et les courbes des paramètres S des transmissions en dB correspondantes pour l'état 1 (à gauche) et pour l'état 2 (à droite)

Ainsi, les parasites ont disparu et les courbes du filtre 2 (S2F4 et S2F5) sont équilibrées à une valeur d'environ -3 dB, correspondant bien à un diviseur de puissance une voie vers deux. On a donc, si l'on trouve un moyen d'insérer les plaques métalliques dans le guide d'onde, un diviseur de puissance équilibré avec deux états symétriques permettant d'assurer le circuit de distribution de deux voies vers cinq pour, par exemple, un multiplexeur en topologie transversale-à-paires avec deux filtres et dix pôles au total (séparés en « 6 et 4 » pour l'état 1 et en « 4 et 6 » pour l'état 2).

3-2-3 Déphaseur en guides d'onde

Première version :

Comme cela a été expliqué dans le chapitre 2, il est nécessaire pour assurer les changements d'états du multiplexeur d'intégrer des déphaseurs entre les différents canaux. Nous cherchons donc une solution intégrée pour venir perturber le champ EM dans un guide et modifier, de façon contrôlée, la phase en transmission, tout en maintenant l'adaptation et en limitant les pertes. Nous avons choisi d'insérer une forme spécifique en matériau diélectrique dans le guide d'onde pour réaliser ces déphaseurs. La profondeur d'insertion, *in fine* contrôlée par un moteur, sera directement reliée au déphasage réalisé. Le diélectrique utilisé en simulation est une alumine, de permittivité relative 9,3 et de tangente de pertes 10^{-4} à 12 GHz. Le concept doit suivre le cahier des charges suivant sur toute la bande de simulation 17 – 20,5 GHz (ou de façon stricte la bande prévue du multiplexeur : 18 à 19,5 GHz) :

- Déphasage minimum de 30° : valeur maximum requise pour les changements d'états issue de différents tests de circuits de multiplexeur en simulation ADS® (voir simulations du multiplexeur avec le déphaseur dans le chapitre 4)
- Réflexion inférieure à -20 dB : correspondant à la valeur demandée pour les filtres d'un multiplexeur
- Transmission supérieure à -0,1 dB : l'application visée étant pour un multiplexeur de sortie (OMUX), les pertes doivent être minimales
- Longueur du guide d'onde inférieure ou égale à 30 mm : longueur arbitraire issue, comme l'excursion du déphasage, de différents tests de circuits d'un multiplexeur ayant permis l'optimisation des trois états de la spécification. Une longueur de guide minimale permet de limiter l'apparition de modes de résonance parasites dans le multiplexeur.

Divers essais sont montrés sur la Figure 75 : le premier est un insert en diélectrique de forme pyramidale en plan H. Le problème des inserts plan H, horizontaux donc, est qu'ils perturbent plus le champ E que les inserts plan E (verticaux), et cela a pour conséquence d'exciter plus facilement les modes parasites. Le perturbateur simple plan H en diélectrique ne permet pas d'obtenir des courbes sans résonnance parasite sur la bande de simulation.

Le second test est un guide faisant un double coude et dont la largeur peut être réduite par une plaque métallique en son centre. La commande nécessaire à l'actuation est simple et celui-ci respecte le cahier des charges hormis en ce qui concerne la longueur totale, qui fait ici près de 70 millimètres. Cette longueur est trop importante pour penser à une application pour un multiplexeur de sortie.

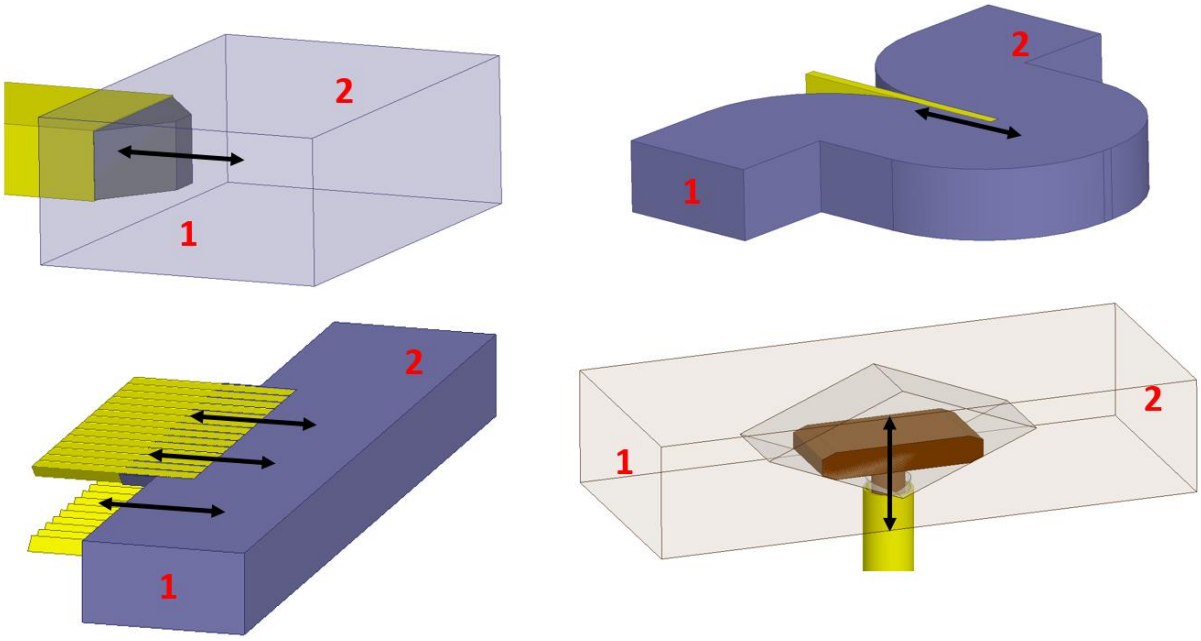


Figure 75 : Divers exemples des tests effectués sur un guide d'onde pour concevoir le déphaseur avec : perturbateur alumine en plan H (en haut à gauche), guide courbé avec plaque métallique en plan H (en haut à droite), guide avec inserts multiples en alumine plan H (en bas à gauche) et guide en diélectrique avec poche d'air centrale et insert diélectrique au milieu (en bas à droite)

Le troisième test est un ensemble de petits perturbateurs triangulaires collés les uns aux autres sur les parois inférieure et supérieure du guide d'onde. Ceux-ci viennent perturber le trajet du champ EM de façon très progressive. Ainsi, les pertes par réflexion dues au matériau sont très faibles, permettant de respecter le cahier des charges. Le problème vient ici de la taille des tiges triangulaires (1 mm de côté) et de la difficulté de maîtriser leur positionnement dans le guide. Ce problème a été clairement révélé par la mesure d'une maquette plastique.

Le quatrième test (de la Figure 75) correspond à un guide d'onde non plus rempli d'air, mais de d'alumine, avec une poche d'air au centre en forme de losange (dans le sens de la propagation). Un perturbateur en alumine, le même que celui du guide, est mobile à l'intérieur de cette poche d'air, perturbant ainsi la transmission du champ EM. Ce concept est pénalisé par le niveau de réflexion qui reste important, entre -5 et -10 dB (-15 dB en haut de bande).

C'est la solution présentée sur la Figure 76, un guide d'onde vide perturbé par un insert diélectrique en plan E, qui est apparue la plus avantageuse en terme de taille, et qui satisfait l'ensemble des données du cahier des charges. Aucune résonance parasite n'apparaît sur toute la bande de simulation, et l'adaptation n'est que peu perturbée par l'insertion du diélectrique. Enfin, la phase est linéaire en fonction de la fréquence pour tous les enfoncements testés de l'insert.

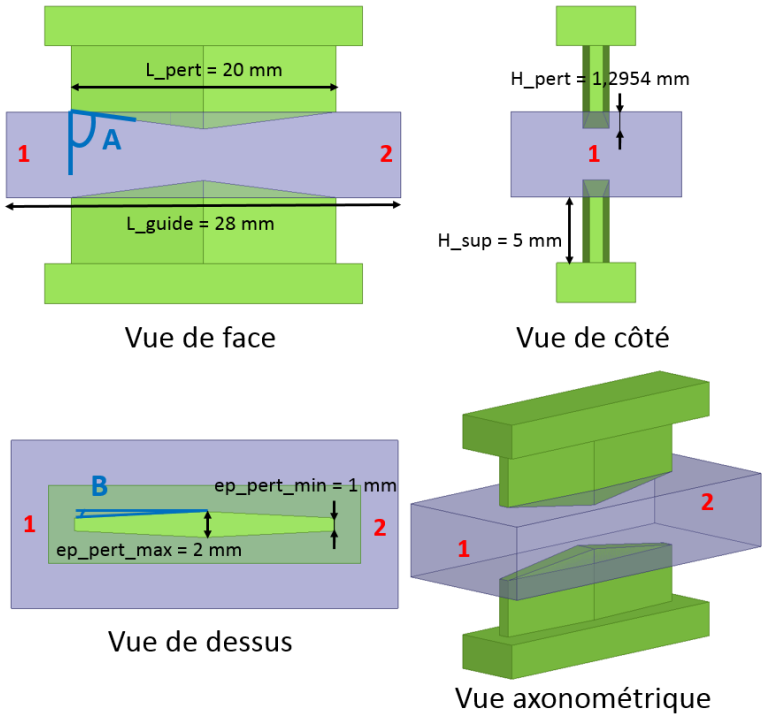


Figure 76 : Différentes vues du déphaseur en guide d'onde vide (en gris) avec inserts diélectriques (en vert) en plan E enfoncés au maximum prévu et angles de construction A et B (en bleu) ainsi que les cotes du perturbateur

La construction de l'insert s'est faite par étapes. Commençant par un parallélépipède rectangle, un premier chanfrein a permis de créer l'angle A (82,6°, voir sur le dessin précédent) dans le sens de la propagation. Cela permet de limiter la discontinuité et ainsi de minimiser le niveau de réflexion. De la même manière, le second angle B (environ 2,9°) permet d'augmenter progressivement le rapport alumine/air au cours de la progression du champ EM dans le guide.

La quantité de diélectrique dans le guide est directement reliée au déphasage obtenu : plus elle est importante, plus le déphasage sera grand. Des problèmes, notamment de résonance parasite, apparaissent cependant rapidement pour des excursions de phase allant au-delà de ce que nous impose notre cahier des charges.

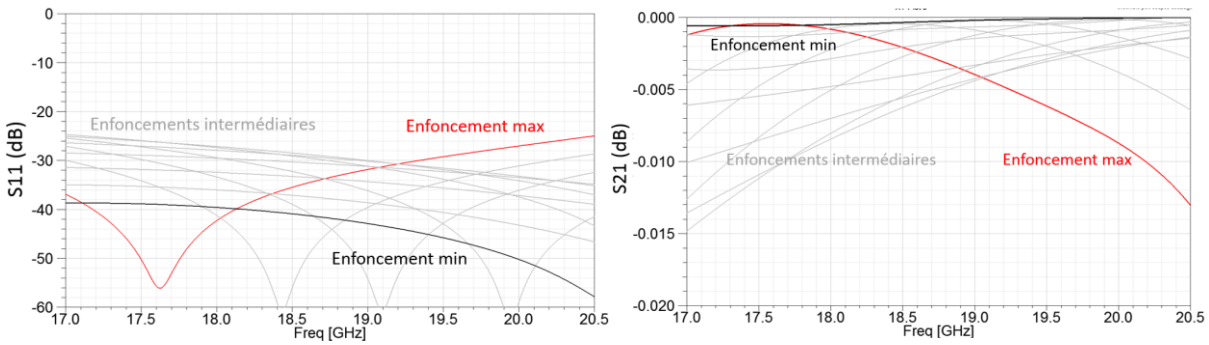


Figure 77 : Courbes des paramètres S du déphaseur, pour des enfoncements des perturbateurs allant de 0 à 100 % du maximum prévu par pas de 10 %, avec les différentes réflexions en dB (à gauche) et un zoom sur les transmissions en dB (à droite)

Les courbes de la Figure 77 présentent les résultats de simulation du déphaseur. Pour l'ensemble des tests, les variations de pénétration des perturbateurs sont fixées entre 0 et 1,29 mm par pas de 0,129 mm, valeur correspondant à un dixième de la hauteur du guide, et la longueur totale du guide d'onde est de 28 mm. Les perturbateurs du haut et du bas se décalent symétriquement, cela revient à une occupation maximale du guide par le diélectrique sur la hauteur de 20 %. Au-delà de cette profondeur de pénétration, le niveau d'adaptation diminue au-delà des 20 dB et le niveau de transmission descend en-dessous de -0,2 dB, ne satisfaisant plus le cahier des charges voulu. Comme on peut le voir sur la Figure 77 (à gauche), le niveau d'adaptation varie entre 20 et 70 dB (avec un pire cas correspondant logiquement à l'enfoncement maximum).

En ce qui concerne le niveau de transmission du déphaseur (à droite Figure 77), là aussi de façon logique, c'est l'enfoncement maximum qui entraîne le niveau le plus bas. Pour une métallisation ayant une conductivité finie (20 S/µm), ce pire cas descend à une valeur de -0,1 dB (en bas de bande), qui respecte le cahier des charges.

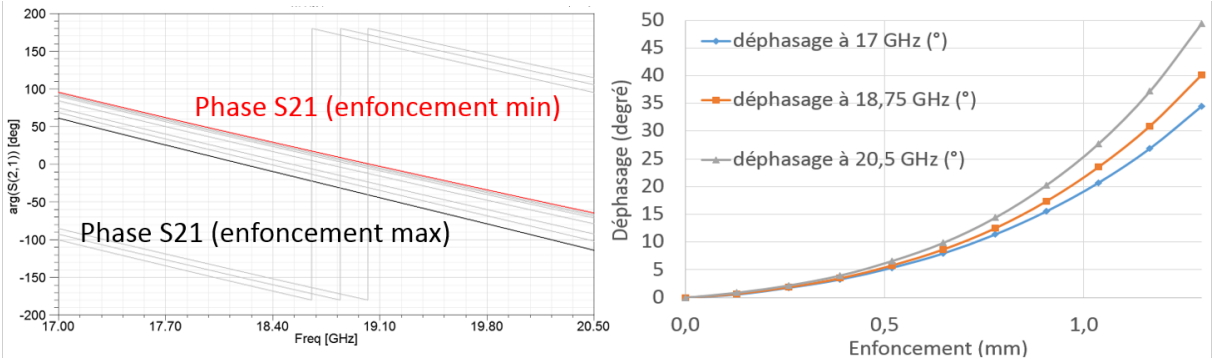


Figure 78 : Phases en transmission en degré (à gauche) et les valeurs de déphasages obtenus en degré en fonction de l'enfoncement des perturbateurs sur trois courbes selon les fréquences basse, centrale et haute de la bande de simulation (à droite)

C'est néanmoins la phase en transmission qui reste le paramètre principal d'un déphaseur (à gauche de la Figure 78). Pour une compréhension plus aisée, les valeurs de phases décrites après seront toujours définies, sauf précision, à la fréquence centrale de la bande de simulation, soit 18,75 GHz. On voit clairement les variations de la phase avec l'enfoncement des perturbateurs : plus on enfonce le diélectrique dans le guide, plus la phase diminue. Le déphasage obtenu est continu, et peut être réglé pour n'importe quelle valeur située entre le minimum et le maximum possibles (avec des variations du déphasage plus importants pour des enfoncements élevés).

Il faut préciser que ces variations de phase sont relatives : la phase en transmission absolue du déphaseur est directement liée à la longueur du guide dans lequel sont plongés les perturbateurs. Lorsque celle-ci est fixée, on fait varier la phase relativement avec l'enfoncement du diélectrique pour atteindre, par exemple, un déphasage de 30° par rapport à un enfoncement nul.

Le but de ce déphaseur étant d'être utilisé au sein d'un multiplexeur accordable, il est important de limiter la longueur des guides d'onde à la valeur qu'ils prendraient en l'absence de déphaseur, pour limiter l'apparition de modes parasites. Cependant, il faut veiller à être en régime monomode entre deux discontinuités. Si ce n'était le cas, il faudrait prendre en compte plusieurs modes à l'interface de deux segments de circuit lors de leur connexion pour former le multiplexeur. Des simulations ont donc été effectuées pour vérifier que, dans la bande utile, les longueurs des guides d'onde autour des discontinuités étaient suffisantes, tout en restant faibles.

Afin de pouvoir vérifier les simulations à travers un prototype et faire une preuve de concept, ce déphaseur a été fabriqué en impression 3D plastique, de la même manière que les précédents composants en utilisant la technique Polyjet©. Pour ce qui est des perturbateurs, deux paires ont été fabriquées : une dans le même plastique que le guide d'onde (avec un epsilon de 2,87 et une tangente de perte de 0,02 à 12 GHz) et une autre en alumine.

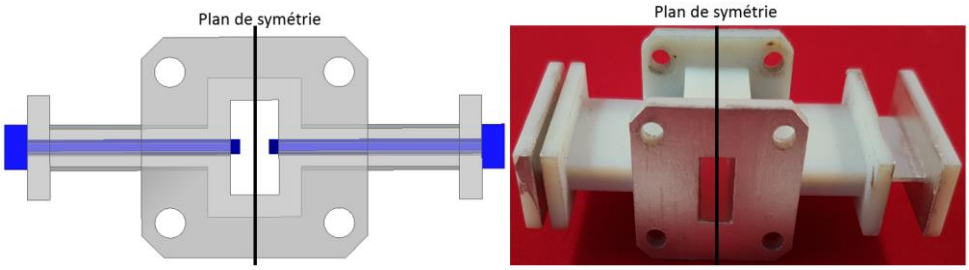


Figure 79 : Schéma du déphaseur simulé avec perturbateurs en bleu (à gauche) et photo du déphaseur imprimé en 3D plastique avec perturbateurs plastiques (à droite)

Les courbes des adaptations et des transmissions mesurées sur le prototype de déphaseur sont présentées sur les graphiques de la Figure 80. Les niveaux d'adaptation sont tous au-dessus des 20 dB. Les niveaux de transmission légèrement supérieurs à ceux du cahier des charges, mais ce fait était attendu de par la technique de prototypage utilisée. La fabrication par impression 3D plastique nécessite une métallisation qui, pour celle utilisée ici, ne permet pas d'obtenir des conductivités très élevées.

Pour avoir un niveau équivalent de transmission en simulation et en mesure du déphaseur, il est nécessaire de considérer dans le simulateur une tangente de pertes de 0,02 pour l'alumine et une conductivité de 0,05 S/µm pour la métallisation de la laque argent.

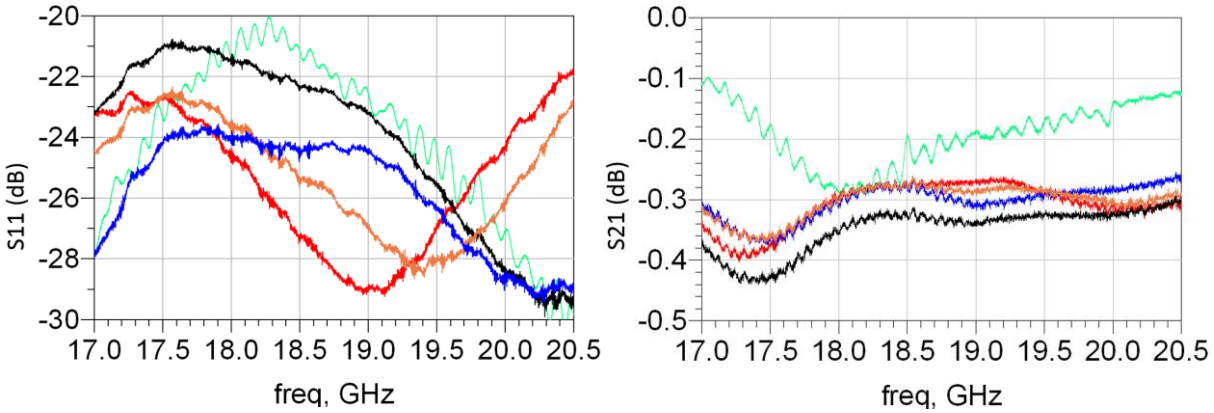


Figure 80 : Courbes des paramètres S mesurés en dB des réflexions (à gauche) et des transmissions (à droite) du déphaseur avec : guide d'onde sans perturbateur (bleu), 2 perturbateurs plastiques au minimum (vert), un seul perturbateur alumine au maximum (orange), 2 perturbateurs alumine au maximum (rouge) et 2 perturbateurs plastique au maximum (noir)

Nous vérifions, notamment avec les résultats de mesures identiques entre les perturbateurs à leur minimum d'enfoncement ou non insérés, que le champ EM ne rayonne pas vers les ouvertures permettant d'insérer les perturbateurs ; ces ouvertures sont en effet sous coupure dans la bande utile.

De plus, le déphasage induit par la présence d'un seul perturbateur équivaut à la moitié du déphasage induit par deux perturbateurs, validant ainsi le plan de symétrie du design et aussi la possibilité de déphaser de 0 à 50 % du maximum possible avec un seul perturbateur puis de 50 à 100 % ensuite en ajoutant le second. Enfin, le déphasage mesuré avec des perturbateurs en alumine est plus important qu'avec des perturbateurs en plastique, validant que la différence sur la valeur de la permittivité diélectrique du matériau des inserts engendre une différence sur le déphasage obtenu : plus la permittivité est grande, plus le déphasage est grand.

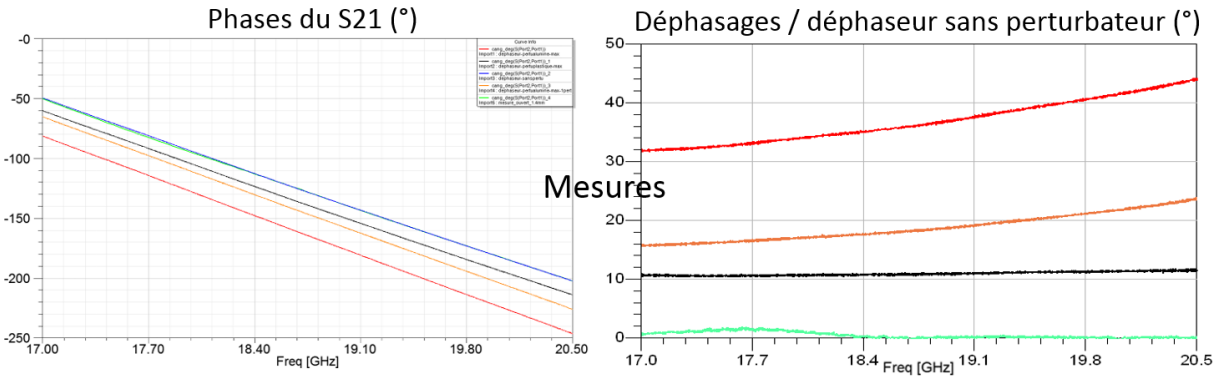


Figure 81 : Courbes des phases mesurées en degré (à gauche) et des déphasages mesurés par rapport à la référence « guide d'onde sans perturbateur » (à droite) avec : guide d'onde sans perturbateur (bleu), 2 perturbateurs au minimum (vert), un seul perturbateur alumine au maximum (orange), 2 perturbateurs alumine au maximum (rouge) et 2 perturbateurs plastique au maximum (noir)

Dans le Tableau 10, il apparaît que les mesures de variation de la phase sont généralement plus faibles en mesure qu'en simulation. Des rétrosimulations avec les cotes mesurées des perturbateurs plastique et alumine, ainsi que la mesure de l'enfoncement de ceux-ci permettent d'obtenir des valeurs de déphasages bien plus proches des valeurs mesurées.

	Déphasage minimum par rapport à la référence sur la bande 17 – 20,5 GHz			
	Sans perturbateur (référence)	1 perturbateur alumine	2 perturbateurs alumine	2 perturbateurs plastique
Simulation	0	18,3°	35,4°	15,0°
Rétrosimulation tenant compte de l'enfoncement et des cotes perturbateurs mesurés	0	15,1°	31,6°	12,2°
Mesures	0	15,7°	31,9°	10,9°

Tableau 10 : Comparaison des valeurs de déphasage minimum entre simulation, mesure et rétrosimulation pour différentes utilisations des inserts diélectriques du déphaseur

Version réduite :

A travers les différentes simulations de multiplexeur accordable menées au cours de cette thèse, il est apparu qu'une seconde version du déphaseur serait nécessaire. Le premier répondant parfaitement à un cahier des charges préliminaire, il a été utilisé lors des phases d'optimisation du multiplexeur à trois états. Néanmoins, le nombre important de résonnances

parasites apparaissant avec l'accroissement du réalisme de la modélisation a remis en cause le critère portant sur la longueur totale de guide du déphaseur dans le cahier des charges (qui était de 30 mm maximum).

Les compromis de conception nous ont conduit à limiter la longueur du déphaseur à 8 mm. Les coefficients de réflexions restent imposés à une valeur inférieure à -20 dB, les coefficients de transmission à une valeur supérieure à -0,1 dB. Un seul perturbateur diélectrique sera utilisé, dans le but de réduire à terme le nombre de commandes du multiplexeur ; le manifold comportant quatre guides d'onde, cela permet de diviser par deux le nombre d'actuateurs (passant de 8 à 4).

La conception de la version réduite se base sur la version précédente, mais en modifiant légèrement certaines cotes. La longueur totale est évidemment réduite pour passer à 8 mm, avec une longueur de perturbateur de 6 mm. Cette longueur correspond à une distance entre les ports d'excitation et l'insert diélectrique de seulement un millimètre, il faudra donc avoir une vigilance accrue sur les modes supérieurs.

L'enfoncement du perturbateur est le même que pour la précédente version de déphaseur. En revanche, la largeur de l'insert est un peu plus importante : sur les côtés, elle passe de 1 mm à 1,35mm et au centre de 2 mm à 2,7 mm, ce qui permet d'assurer le minimum de déphasage requis en augmentant la quantité de diélectrique dans le guide d'onde. Ici, seule l'alumine sera utilisée pour le matériau des inserts diélectriques en simulation.

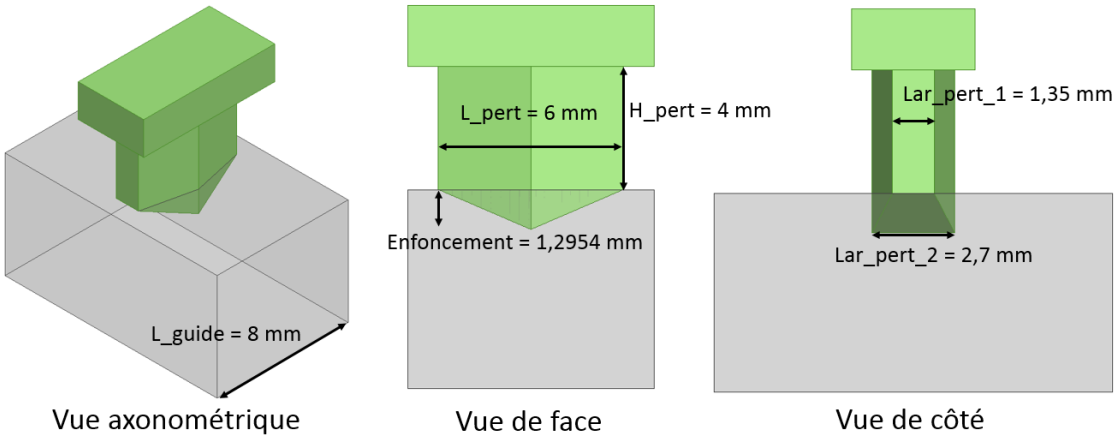


Figure 82 : Différentes vues du déphaseur réduit en simulation avec les valeurs des cotes et des perturbateurs en alumine (en vert)

Les courbes des paramètres S issues de la simulation de cette version réduite sont détaillées dans la Figure 83. Que ce soit pour un enfoncement minimum ou maximum, le

coefficient de réflexion est toujours inférieur à -20 dB et le coefficient de transmission des modes supérieurs est suffisamment atténué pour nos besoins.

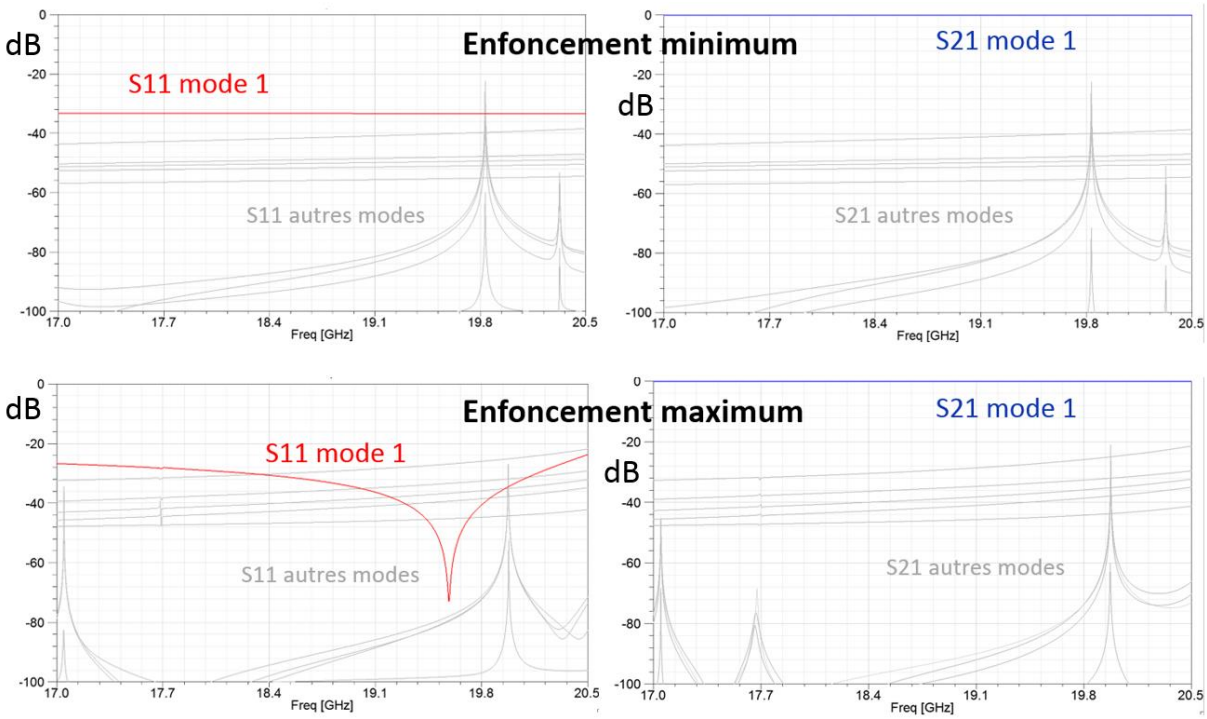


Figure 83 : Courbes des paramètres S en dB du déphaseur réduit avec les réflexions (à gauche) et les transmissions (à droite) pour les enfoncements minimum (en haut) et maximum (en bas) avec le mode fondamental TE_{10} en couleur et les modes supérieurs en gris

Cette simulation supplémentaire confirme la présence de résonances parasites sur les modes supérieurs pour un enfoncement maximum. Avec l'enfoncement, ces derniers sont décalés vers les hautes fréquences et ne perturbent plus que la limite haute de la bande simulation (entre 19,8 et 20,5 GHz). Lorsque les inserts sont au minimum, les parasites sont particulièrement atténués (au-delà de –50 dB).

Figure 84 : Courbes des phases en transmission en degré du déphaseur réduit simulé sans guide d'onde supplémentaire pour les enfoncements minimum (en noir) et maximum (en rouge)

Les phases en transmission varient continument comme pour la première version du déphaseur, et permettent d'atteindre un déphasage de 7,3°.

Comme on a pu le constater tout au long de ce chapitre, divers circuits passifs ont été conçus, fabriqués et mesurés, et peuvent avoir des applications dans les manifolds de multiplexeur. Ces dispositifs sont fonctionnalisés après prototypage 3D, par une opération de métallisation. La prochaine sous-partie va traiter ce sujet en détaillant quelles sont les techniques de dépôts métalliques utilisables et comment on mesure la conductivité qui est obtenue.

3-3 Métallisation et mesures des pièces plastiques

Cette sous-partie va permettre d'expliquer les méthodes utilisées pour métalliser les pièces plastiques qui ont été fabriquées par impression 3D plastique par la technique Polyjet©. De plus, le détail sera donné de la méthode de caractérisation de la conductivité d'un dépôt métallique avec une cavité résonnante.

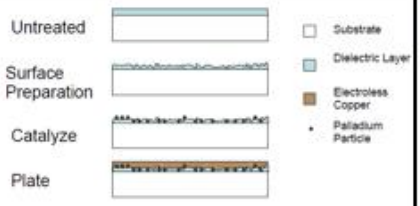
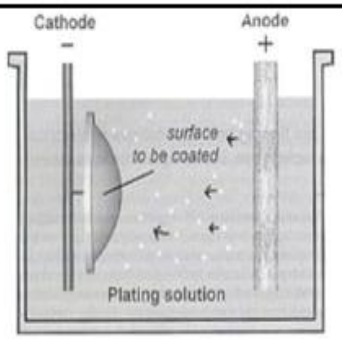
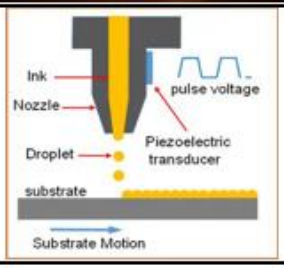
3-3-1 Métallisations des pièces plastiques

Lorsque l'on fabrique des prototypes en plastique dans le but de les utiliser en tant que dispositifs hyperfréquences, il est nécessaire de transformer certaines parois en murs métalliques afin d'imposer des conditions limites au champ EM. Pour cela, on utilise différentes méthodes de dépôts métalliques selon la complexité de la pièce, mais aussi selon le niveau de finition que l'on souhaite atteindre sur celle-ci.

A- Les différentes méthodes de dépôt

Au sein du laboratoire Xlim, l'équipe de recherche MACAO (Méthodes Avancées de Conception par l'Analyse et l'Optimisation) utilise les techniques de dépôts suivantes : laque argent [4], dépôt autocatalytique du cuivre [5], électrolyse d'or et de cuivre, évaporation métallique et impression jet d'encre avec une imprimante de la marque Dimatix® [6]. De plus, il est possible de faire appel à des entités extérieures comme les sociétés Jet Metal

Technologies® [7] et SwissTo12® [8] qui proposent de métalliser des pièces ou bien le Centre de Transfert de Technologies Céramiques pour de l'impression jet d'encre [9]. Dans le but de présenter synthétiquement l'ensemble de ces méthodes, le Tableau 11 récapitule celles-ci avec une explication du procédé, le type d'applications et les avantages et inconvénients de chacune.

		Procédé	*Applications*	*Avantage et inconvénient*
Au sein du laboratoire	Laque (argent)		Tous types de surfaces, pinceau ou versement	☺ Facile et rapide ☹ Epaisseur non contrôlée ☹ Faible conductivité
	Autocatalyse (cuivre)		Tous types de surfaces (sauf si rugosité trop faible), trois bains en étapes successives (nettoyage et attaque chimique, catalyse, métallisation)	☺ Bonne conductivité ☺ Uniformité du dépôt ☹ Contrôle de l'épaisseur
Au sein du laboratoire	Electrolyse (cuivre)		Sur les surfaces métalliques, un bain augmentant l'épaisseur de métallisation déjà présente	☺ Très bonne conductivité ☺ Peu cher et rapide ☹ Forte rugosité
	Electrolyse (or)			☺ Uniforme ☹ Cher
Extérieur	Evaporation		Tous types de surfaces, chauffage d'un métal dans une enceinte sous vide	☺ Très bonne conductivité ☺ Contrôle de l'épaisseur ☹ Procédé très long
	Jet d'encre (argent)		Tous les types de substrats, très bonne compatibilité fluidique, structures 2D ou 2,5D	☺ Bonne conductivité ☺ Rapide et peu cher ☹ Résolution

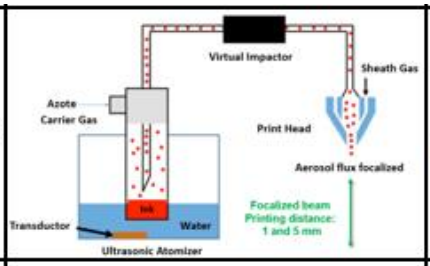
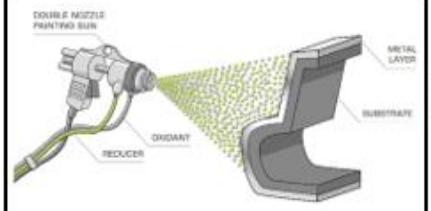
Extérieur	Aérosol (argent)		Focalisation de l'encre entre 1 et 5 mm de distance, ne nécessite pas de salle blanche	☺ Bonne conductivité ☺ Liberté d'utilisation et rapide ☹ Stabilité dans le temps
	Jet Metal© (argent)		Tous types de substrats, pas de recuit, nettoyage à l'eau, dépôt à la main	☺ Très bonne conductivité ☺ Efficacité du dépôt ☹ Temps de dépôt
Extérieur	Swissto12© (argent)		Procédé breveté	☺ Bonne conductivité

Tableau 11 : Vue d'ensemble comparative des différents types de métallisations possibles pour les pièces plastiques

En ce qui concerne les éléments en Polyjet© qui ont été développés dans ce chapitre, la principale méthode de métallisation a été le dépôt de laque argent de marque Ferro® (référence L200N). Celle-ci est constituée de particules d'argent en suspension dans un solvant. Pour pouvoir déposer la laque, deux techniques sont utilisées selon la pièce que l'on souhaite métalliser. Lorsqu'une couche est déposée, il faut laisser sécher la laque afin que le solvant s'évapore et qu'il ne reste que les particules d'argent.

La première technique consiste simplement à déposer la laque avec un pinceau, mais le dépôt est très dépendant de l'utilisateur, à cause notamment de la manière de l'étaler. Ainsi, on ne peut garantir précisément l'épaisseur du dépôt sur une grande surface.

La seconde consiste à verser de la laque à l'intérieur d'un dispositif après en avoir bouché toutes les ouvertures, secouer fortement puis vider l'excédent. Cette dernière nécessite plus de travail mais c'est la seule qui permette de déposer la laque dans des cavités où les pinceaux ne peuvent pas accéder. En revanche, le dépôt n'est pas uniforme (notamment dans les recoins des pièces où la laque peut s'accumuler) et on ignore précisément l'épaisseur de métal qui en résulte. Enfin, cette technique étant utilisée pour métalliser des pièces dont l'accès

de l'extérieur est difficile, seul un contrôle destructif avec un profilomètre permet de connaître les valeurs des épaisseurs déposées.

B- L'opération de séchage

Le séchage peut s'effectuer différemment selon le temps dont on dispose. De façon générale, plus la laque a de temps pour sécher, meilleurs seront les résultats sur la conductivité.

L'utilisation d'une étuve permet d'accélérer le processus de séchage, mais il faut faire attention à la température utilisée pour celle-ci. En effet, les prototypes en question étant en plastique, il est important de ne pas s'approcher de la température de transition vitreuse du plastique sous peine de voir des déformations de la pièce (aux alentours de 60°C). Par mesure de précaution, un maximum de 40°C a été défini pour les séchages des prototypes. Si l'on suit les recommandations inscrites sur les flacons de laque, il est conseillé pour une telle température de sécher durant 15 minutes environ (définie par interpolation avec les informations données sur la fiche technique du distributeur [10]). A la sortie de l'étuve après 15 min, le dépôt métallique est sec au toucher.

C- L'influence du nombre de couches

Les épaisseurs de dépôts mesurées après trois couches sont d'environ 15 µm en versant la laque et entre 15 et 50 µm avec un pinceau. Les mesures ont été faites sur une plaque plastique avec un profilomètre modèle DEKTAK© de la marque Bruker® pour la technique pinceau et sur un guide d'onde plastique avec un microscope électronique modèle VHX-5000© de la marque Keyence®.

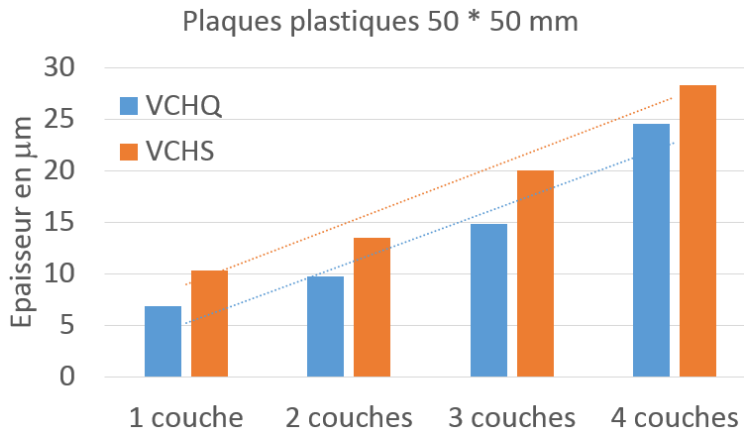


Figure 85 : Evolution de l'épaisseur de laque argent déposée avec un pinceau et mesurée en fonction du nombre de couches avec un profilomètre sur des plaques plastiques VeroClear High Quality (HQ) et High Speed (HS)

Les épaisseurs des couches de laque argent déposées au pinceau ont été relevées de la manière suivante (voir photos de la Figure 86) : on dépose une couche de laque sur une partie d'une plaque plastique puis on fait un relevé de rugosité avec un profilomètre pour mesurer les différences entre la hauteur nue et la hauteur avec laque. On refait de même pour chaque couche déposée (quatre ici).

En ce qui concerne la mesure d'épaisseur lorsque l'on verse la laque dans un dispositif, il n'est pas possible d'effectuer une mesure entre chaque couche sur un même composant. Il faut donc effectuer une destruction partielle ou totale du design après métallisation et venir zoomer au microscope électronique sur l'épaisseur du dépôt pour relever les cotes (voir image de droite ci-dessous).

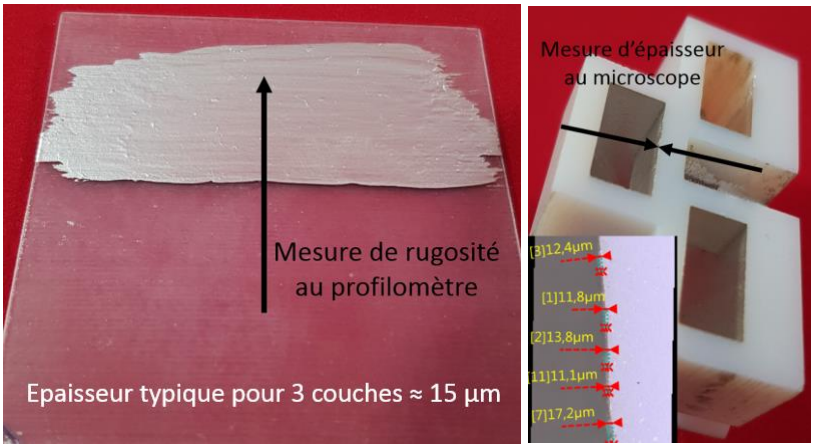


Figure 86 : Photos des dépôts de laque argent sur une plaque plastique de VeroClear permettant de mesurer l'épaisseur de laque au profilomètre (à gauche) et sur un design plastique de Verowhite permettant de mesurer l'épaisseur de laque au microscope (à droite)

Que l'on utilise la première ou la seconde méthode, plusieurs couches de laque sont nécessaires. En effet, une couche seule ne permet pas d'assurer une bonne conductivité, ni même de recouvrir complétement la surface. Comme on peut le voir sur la Figure 87, les mesures de conductivité obtenues sur des plaques plastiques varient en fonction du nombre de couches déposées. Le test a été fait jusqu'à cinq couches pour quatre types de plastiques différents : Verowhite HS, Verowhite HQ, Veroclear HS et Veroclear HQ. Ces derniers sont deux types de polymères Verowhite et Veroclear, qui peuvent être imprimés soit en version High Speed (HS) soit en version High Quality (HQ).

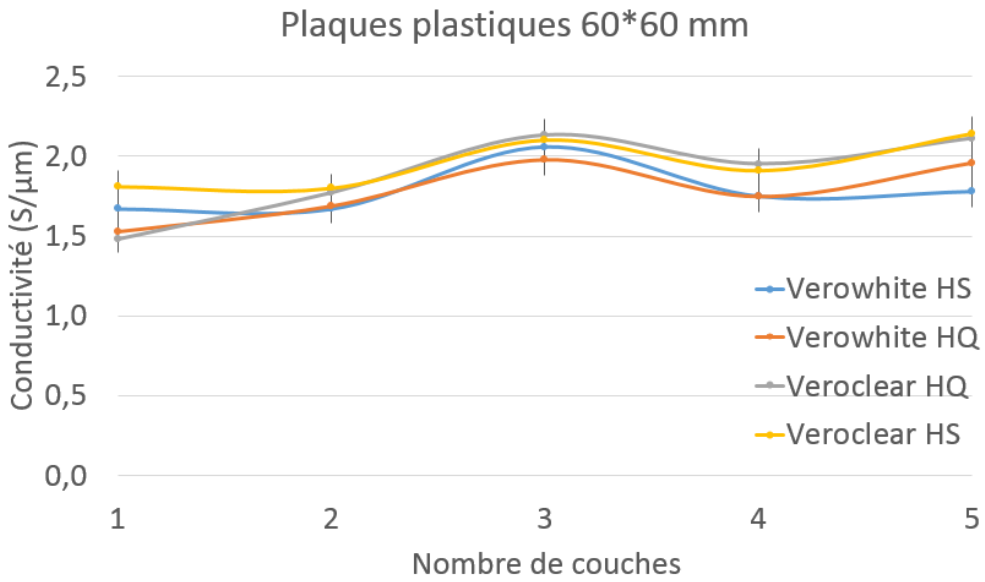


Figure 87 : Variations de la valeur de la conductivité équivalente mesurée sur des plaques plastiques en fonction du nombre de couches de laque argent déposées au pinceau

On peut voir que, après trois couches de laque, le gain en conductivité n'est plus évident. Le gain entre une et trois couches est d'environ +30 %, mais la valeur de conductivité pour quatre et cinq couches n'évolue plus (aux erreurs de mesures près). De plus, l'épaisseur relevée étant pour trois couches d'au moins 15 µm, celle-ci est bien au-delà de l'épaisseur de peau requise (qui vaut 2,5 µm environ pour de l'argent à 2 S/µm à 20 GHz). On considère ainsi que trois couches de laque argent sont suffisantes pour assurer une bonne métallisation.

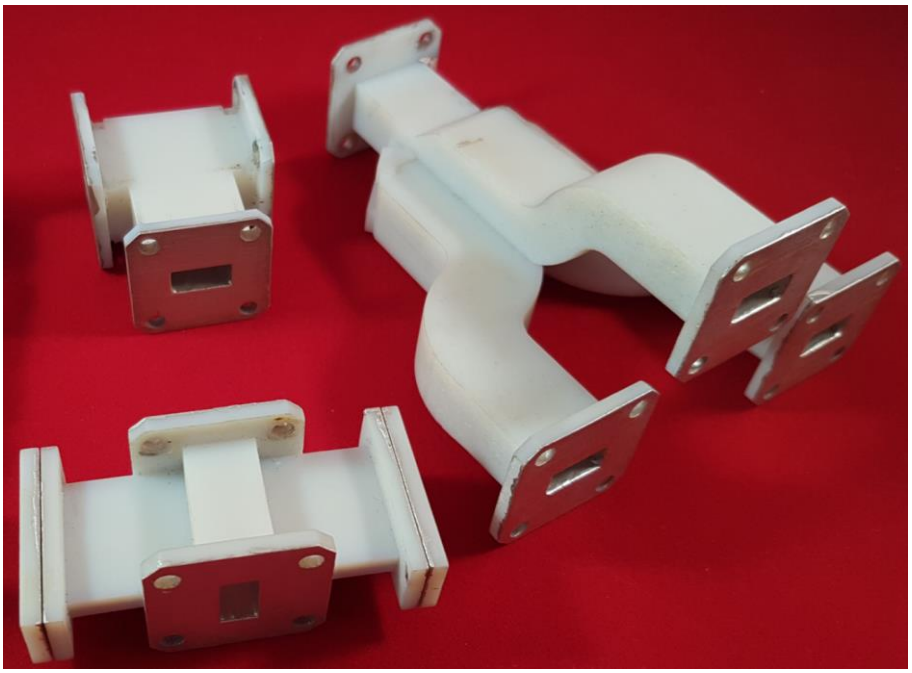
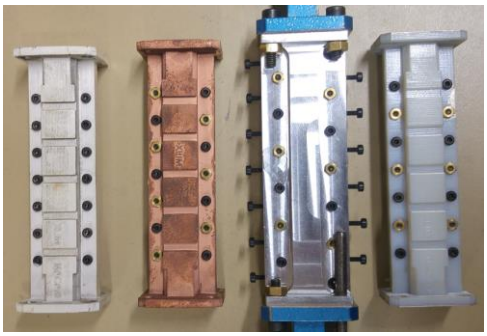


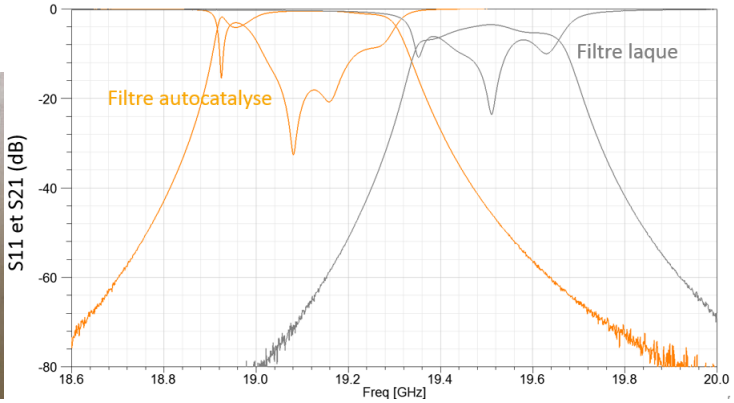
Figure 88 : Photo générale des différents designs imprimés en 3D plastique et métallisés avec de la laque argent avec de gauche à droite : té plan H, diviseur de puissance 1 vers 3 et en bas le déphaseur

D- Evaluation de la qualité de métallisation

Un filtre Tchebycheff six pôles fonctionnant à 19,3 GHz et de bande passante 300 MHz a servi d'exemple dans le but de comparer différentes techniques de métallisation : laque argent (3 couches au pinceau), dépôt autocatalytique de cuivre et dépôt d'argent par la société Jet Metal®. Comme référence, un filtre a été usiné en aluminium par l'atelier du laboratoire. Ce dispositif est un composant très sensible à la qualité de la métallisation.

Chaque filtre est fabriqué sur la base de deux demi-coques, permettant ainsi une facilité de métallisation (Figure 89). Celles-ci sont assemblées par 14 vis de taille M2,5. Dans le but d'assurer un réglage post-fabrication au moins pour le filtre aluminium, celui-ci est doté de trous (dans le plan E par rapport au guide d'onde) pour y insérer des vis de réglage en métal. Enfin, pour tenir compte de la méthode d'usinage avec une fraise (diamètre de 1 mm) pour le filtre aluminium, des congés ont été ajoutés à la simulation sur les arrêtes concernées, et les filtres plastiques possèdent aussi ces arrondis.





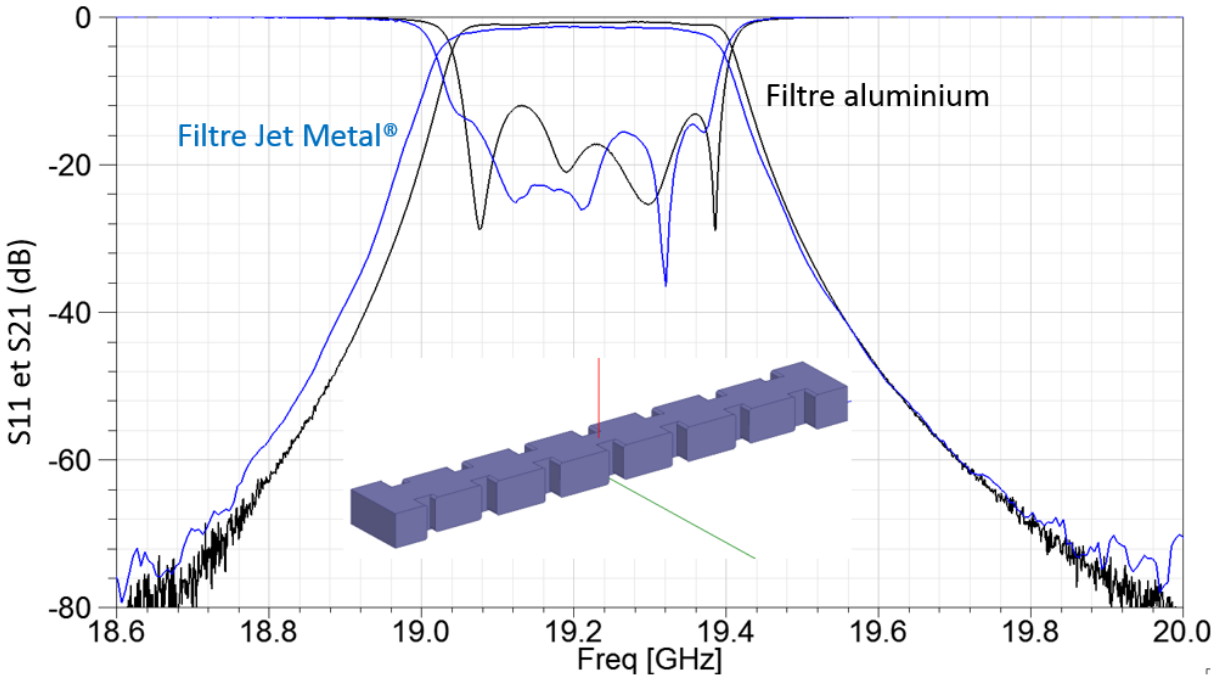


Figure 89 : Photo des différentes versions du filtre 6 pôles avec une fréquence centrale de 19,3 GHz avec de gauche à droite : version plastique métallisée par Jet Metal®, version plastique métallisée par dépôt autocatalytique de cuivre, version usinée en aluminium et version plastique métallisée à la laque argent (en haut à gauche) et courbes des paramètres S en dB des transmissions et réflexions des filtres avec laque argent et dépôt autocatalytique (en haut à droite) et avec métallisation Jet Metal® et référence aluminium (en bas avec vue de la voie RF du filtre)

Comme le montrent les courbes de la Figure 89, les réponses des filtres métallisés avec de la laque argent et par dépôt autocatalytique de cuivre sont insuffisants, leur meilleur niveau d'adaptation étant 3 dB en bas de bande pour le dépôt cuivre. Le filtre métallisé par la technique Jet Metal® présente de bien meilleures caractéristiques alors qu'il utilise la même base plastique : on peut donc suspecter que c'est la qualité de la métallisation qui est responsable de cette mauvaise qualité de filtrage. On constate nettement les problèmes de dépôt sur les zooms au microscope suivants (Figure 90). Pour la métallisation avec la laque d'argent, les particules d'argent ne recouvrent pas complétement le plastique (blanc) contrairement au dépôt d'argent de Jet Metal®, et pour le dépôt de cuivre, le processus utilisant des bains acides, détériore le plastique et accentue la rugosité naturelle de celui-ci.

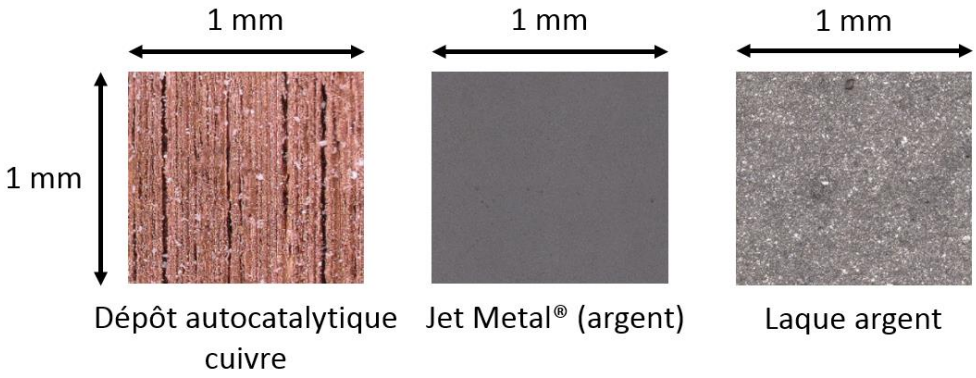


Figure 90 : Zoom x300 au microscope électronique sur les métallisations des filtres 6 pôles imprimés en plastique (correspondant à une surface de 1 mm²)

Pour ce qui concerne le filtre métallisé par la technique Jet Metal® ou le filtre aluminium, on constate donc que les résultats sont bien meilleurs qu'avec les deux techniques précédentes. Afin de comparer de façon simplifiée les résultats, le Tableau 12 ci-dessous résume les valeurs des paramètres électriques de ces filtres.

	Simulation HFSS® *	Filtre aluminium	Filtre Jet Metal®
Fréquence centrale (GHz)	19,35	19,22	19,22
Bande passante (MHz)	295	341	321
Pertes d'insertion minimum (dB)	0,74	0,72	1,34
Réflexion minimum dans la bande (dB)	-18,3	-12,0	-13,8

*avec paroi métallique en conductivité finie (20 S/µm), arrêtes arrondies pour les cavités et trous pour vis de réglage

Tableau 12 : Comparaison des mesures des filtres entre la simulation HFSS® et les filtres aluminium (usiné) et Jet Metal® (imprimé plastique puis métallisé)

Comparativement à la simulation, les deux filtres mesurés sont décalés vers les basses fréquences et ont des bandes passantes plus grandes. Ceci peut être expliqué par les dimensions de cavités et d'iris généralement plus grandes que dans la simulation. De plus, les tolérances dimensionnelles d'impression 3D plastique sont l'hypothèse principale pouvant expliquer les niveaux de réflexion mesurés. En effet, une étude statistique (250 itérations avec variations identiques de tous les paramètres), effectuée sur une simulation circuit d'un filtre de même type que ceux fabriqués ici (Tchebycheff en ligne avec Fc = 19,15 GHz et BP = 600 MHz), montre qu'une variation de 20 µm sur les cotes internes peut faire remonter le niveau de réflexion à -8

dB. En faisant le parallèle, on peut s'attendre à une tolérance moyenne légèrement inférieure à ces 20 µm.

Pour les pertes d'insertion, le filtre aluminium aurait une valeur de conductivité respectant la valeur utilisée en simulation (20 S/µm), ce qui correspond à peu près aux mesures de conductivité de l'aluminium effectuées par ailleurs [9] donnant environ 18 S/µm à 20 GHz. Les pertes du filtre Jet Metal® sont plus importantes et doivent donc correspondre à une conductivité plus faible.

En conclusion, il apparaît que le choix de métallisation dépend de la fonction du dispositif réalisé. Pour des pièces comme les déphaseurs et les diviseurs de puissance, qui ne sont pas résonnants et sont donc moins sensibles qu'un filtre, une fabrication par impression 3D plastique avec la technique Polyjet© et une métallisation avec trois couches de laque argent suffit pour obtenir des résultats satisfaisants. Il faut passer sur d'autres types de fabrications (usinage, impression offrant de meilleures tolérances) ou à d'autres types de métallisations (comme celle de Jet Metal® ou de Swissto12®) pour la réalisation des filtres.

3-3-2 Caractérisation des métallisations

Pour pouvoir caractériser les métallisations déposées, plusieurs outils sont à disposition dans le laboratoire. Pour l'étude des rugosités, le profilomètre Dektak® permet, en faisant glisser une pointe sensible sur une surface plane, de relever les très faibles variations de hauteur et relever ainsi des profils de rugosité. Utilisé sur des plaques de plastique ou d'alumine métallisées, cela permet d'évaluer des niveaux moyens de rugosité. Avec ces derniers, il est par exemple possible de remonter à des valeurs de pertes dans un guide d'onde vide, en l'associant à des valeurs de conductivités dans une simulation de type HFSS®.

Pour l'étude visuelle d'une métallisation ainsi que les relevés d'épaisseur de dépôts métalliques, le microscope Keyence® est l'outil adapté. Notamment lorsqu'il s'agit d'analyser la qualité des différents dépôts selon la technique de métallisation, ce microscope avec un zoom x300 (le plus utilisé pour ces relevés) offre un compromis satisfaisant en terme de facilité d'utilisation et relevé de dimensions.

Enfin, le troisième outil est une méthode de mesure de conductivité équivalente pour un dépôt métallique, utilisable lorsque celui-ci est effectué sur une surface plane, qui se fait grâce à une cavité métallique résonante [2]. Il s'agit de mesurer différents paramètres électriques d'une résonance de cavité cylindrique en cuivre vide sur son mode TE_{011} excitée avec des sondes magnétiques (fréquence, facteur de qualité en charge, pertes d'insertion) afin d'en extraire une valeur de conductivité équivalente de ce cuivre. Dès lors, en échangeant le capot supérieur de cette cavité par une plaque ayant un dépôt métallique, et en procédant de nouveau à la mesure, il est possible d'extraire les nouvelles valeurs de la fréquence résonnance et du facteur de qualité, et de remonter ainsi à la valeur de conductivité équivalente de ce métal.

Le problème principal de cette mesure est que le mode TE_{011} d'une cavité cylindrique possède un mode dégénéré, le mode TM_{111}. Dans le but d'éviter que notre mode de fonctionnement n'échange de l'énergie avec le mode dégénéré et perturbe complétement les mesures de facteur de qualité de la résonance, il est nécessaire de les découpler. Pour cela, il faut décaler la fréquence du mode TM_{111} par rapport à celle du TE_{011}. En analysant les allures des champ EM, on constate que, contrairement au mode TE_{011} dont le champ électrique E est tangentiel à la paroi inférieure de la cavité, celui du mode dégénéré est normal. Ainsi, si on place sur le bord de cette paroi un piège quart-d'onde à la fréquence du mode TE_{011}, le mode dégénéré sera fortement atténué, son champ EM étant bien plus sensible au piège quart-d'onde.

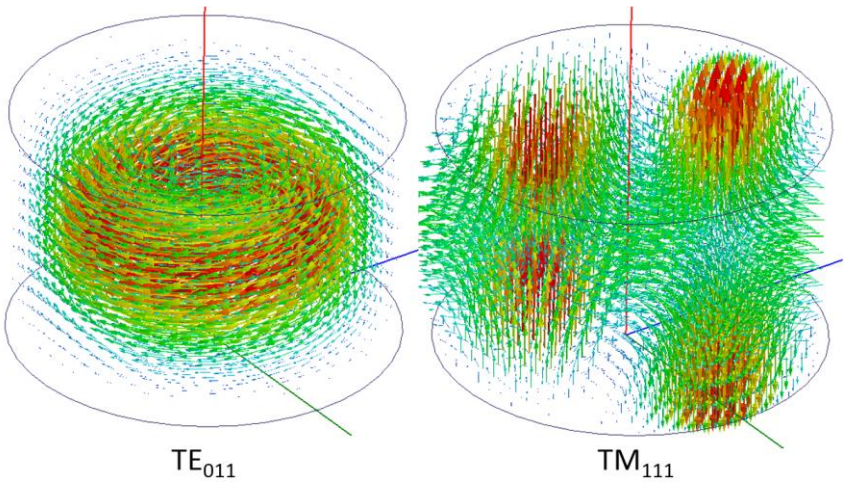


Figure 91 : Allures des modules des champs électriques en coupe d'une cavité cylindrique pour les modes TE_{011} fondamental et TM_{111} dégénéré

Par ailleurs, l'excitation de certains modes supérieurs (modes TE_{01p}, avec p variant de 1 à 5) a été pratiquée dans le but d'étendre la mesure à des fréquences plus élevées, tout en gardant la même cavité résonante sur le mode TE_{011} à 10 GHz (ou à d'autres fréquences). La Figure 92 montre les résultats de mesures de conductivités équivalentes en fonction de la fréquence pour

différentes plaques et dépôts métalliques alors disponibles dans l'équipe [9]. Nous identifions sur ces courbes les éléments discutés dans la partie précédente, en ce qui concerne en particulier le niveau des conductivités équivalentes en fonction des techniques de dépôt métallique. Lorsque deux métallisations ont le même nom suivi d'un numéro, il s'agit de deux échantillons différents. Les plaques métalliques servant ici de test afin de vérifier les niveaux de conductivité obtenus sur des métaux classiques.

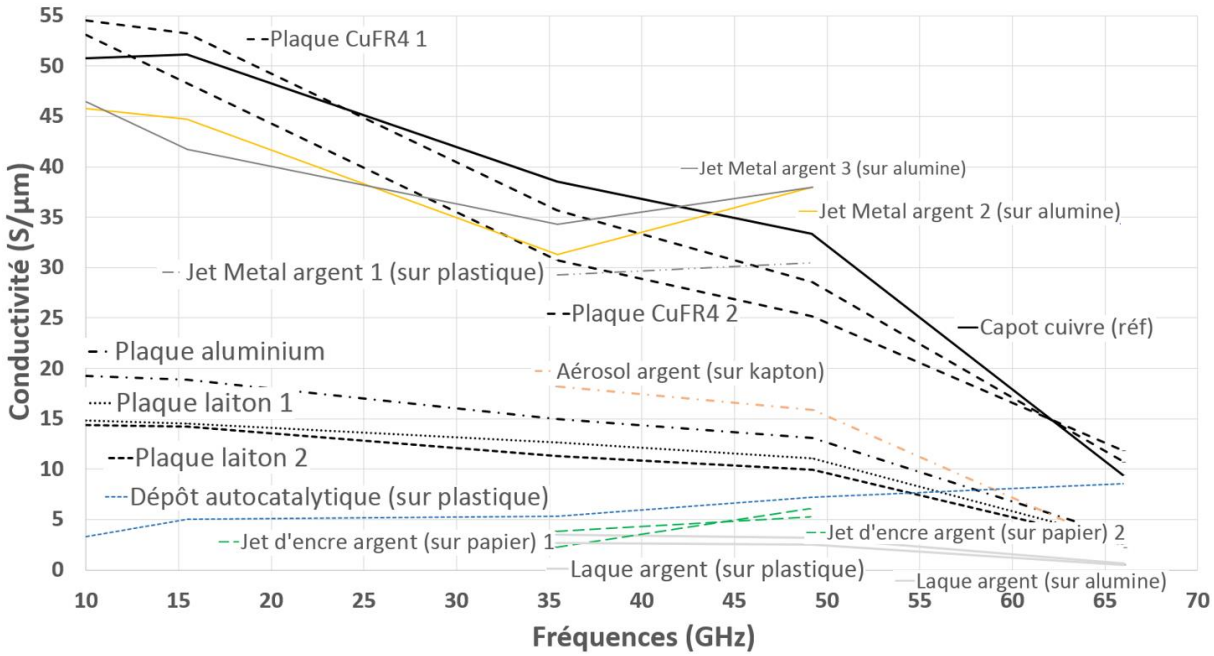


Figure 92 : Courbes des conductivités équivalentes mesurées par la méthode de cavité résonante en fonction de la fréquence pour différentes plaques métalliques massives (cuivre, laiton, aluminium) et différents dépôts métalliques (cuivre, argent) sur substrats (plastique, alumine, kapton, papier)

A 66 GHz, les résultats sont peu fiables du fait de l'excitation de la cavité par sondes coaxiales terminées par une boucle magnétique et où les couplages sont mal maîtrisés. Certaines méthodes de métallisation offrent des résultats en termes de conductivité équivalente mesurée relativement faible, comme la laque argent, l'impression jet d'encre argent et le dépôt autocatalytique cuivre pour des raisons diverses (substrat plastique endommagé par le procédé autocatalytique, platitude du substrat papier pour le jet d'encre). La technique d'aérosol permet d'obtenir des résultats corrects, comme par exemple 18 S/µm à 35 GHz. Enfin, la technique Jet Metal® montrent les valeurs les plus élevées, ne descendant pas en-dessous de 29 S/µm sur toute la bande de fréquence.

3-4 Conclusion

A travers le prototypage 3D permettant d'obtenir des preuves de concept seulement quelques jours après la conception sur ordinateur, plusieurs dispositifs ont été développés durant cette thèse. Des études détaillées ont permis de vérifier leur fonctionnement et comprendre les problèmes qui se sont posés lors de leur conception ou de leur réalisation. Les diviseurs de puissance équilibrés, que cela soit le té en plan H 1 vers 2 ou le diviseur 1 vers 3, et les déphaseurs, en version normale ou réduite, sont autant de concepts pouvant servir de briques de base pour des sous-systèmes passifs, comme par exemple un multiplexeur.

De plus, les études sur les différents types de métallisation, et sur la méthode de caractérisation de la conductivité équivalente des dépôts, complètent l'analyse de cette chaîne allant de la conception à la réalisation (voir Figure 93).

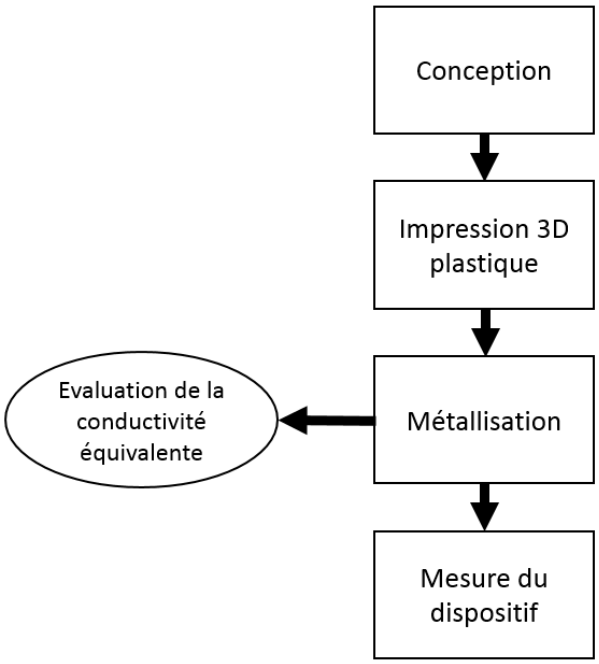


Figure 93 : Schéma de la chaîne de conception permettant de valider des preuves de concept

Le déphaseur, plus spécifiquement, va être l'élément essentiel de l'accordabilité du manifold, et par extension du multiplexeur accordable, dont il sera question dans le chapitre suivant. En utilisant sa petite taille et sa capacité à modifier la phase d'un guide d'onde avec un minimum de pertes, il sera la clé qui permettra de gérer à la fois les problèmes de résonances parasites et de compenser les variations induites sur le circuit de combinaison par l'accord des bandes passantes et fréquences centrales des filtres.

Bibliographie du Chapitre 3 :

[1] C. Menudier, M. Thevenot, E. Arnaud, T. Monediere, O. Tantot, A. Perigaud, S. Bila, N. Delhote, K. Staelens, "Additive manufacturing of microwave antennas up to 60 GHz", International Conference on Electromagnetics on Advanced Applications, 11-15 september 2017, Verona, Italy.

[2] William Feuray, Olivier Tantot, Eden Sorolla, Nicolas Delhote, « Détermination Non Destructive de la Conductivité Electrique de Dépôts Conducteurs », 14èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM), Calais, mars 2016.

[3] http://www.waveguidesolution.co.uk/uploads/03%20waveguide%20flanges%201.0e%20new.pdf

[4] S. Chenu, J.P. Coupez, F. Karpus, B. Toublanc, "Development of new technologies using foam materials for RF device integration", European Microwave Conference (EuMC), pp 326-329, Oct. 2013.

[5] Ali Khalil. Technologies LTCC et stéréolithographie céramique 3D appliquées à la conception de dispositifs millimétriques et sub-millimétriques. Thèse Université de Limoges. 2010.

[6] Carlos Alberto Paragua Macuri. Conception de capteurs de gaz radiofréquences à base de nanotubes de carbone et imprimés par jet d'encre. Thèse Université de Limoges. 2016.

[7] Site de Jet Metal® : http://jetmetal-tech.com/

[8] Site de Swissto12® : http://www.swissto12.com/

[9] Feuray W. *et al.*, "Evaluation of Metal Coating Techniques up to 66 GHz and their Application to Additively Manufactured Bandpass Filters", European Microwave Conference, Oct. 2017, Nuremberg, Germany.

[10] http://www.hinkel-elektronik.de/pdf_node/574.pdf

CHAPITRE 4 : Analyse avancée de la solution multiplexeur à manifold

4-1 Introduction

Dans ce chapitre, la solution de multiplexeur accordable utilisant un manifold comme composant de recombinaison, et qui a été introduite dans le chapitre 2, va être développée plus avant. Il s'agit de montrer de quelle manière il est possible, en utilisant des logiciels de simulation circuit puis 3D, de concevoir un multiplexeur contenant un système d'accord. Le but ici est double : réussir à pousser le concept jusqu'à un prototype qui fera preuve de performance (au moins pour le système d'accord placé dans le manifold et qui assure son accordabilité), mais aussi trouver une méthode de simulation et d'optimisation qui pourra être réutilisable dans d'autres cas, par exemple pour un multiplexeur à d'autres fréquences ou avec plus de canaux.

Le développement de cette partie du manuscrit sera présenté en suivant une évolution progressive correspondant à celle qui a été suivie pour effectuer ces travaux. Nous partirons de simulations de type circuit de plus en plus réalistes, c'est-à-dire intégrant de plus en plus de composants qui reflètent mieux la réalité, puis à des simulations électromagnétiques 3D, pouvant seules garantir un comportement fidèle des champs EM dans le système étudié. Une grande partie du travail d'optimisation du multiplexeur sera effectuée avec le logiciel Microwave Wizard™ (qui s'appuie sur une méthode modale), puis vérifiée avec les logiciels de simulation 3D comme HFSS® ou CST® (exploitant la méthode des éléments finis).

Le plan de ce chapitre sera le suivant : une première partie développera les travaux qui ont été menés en simulation circuit ainsi que le passage aux simulations 3D et la deuxième concernera les méthodes d'optimisation et les résultats obtenus avec le logiciel Microwave Wizard™. A propos du prototype, la troisième partie expliquera la conception et les choix qui

ont été faits pour le maquettage. Enfin, la dernière partie donnera les résultats des mesures des prototypes et discutera des conclusions que l'on peut en tirer.

4-2 Des simulations circuits aux simulations 3D

La première étape qui a été conduite pour la conception du multiplexeur est la simulation circuit classique utilisant le logiciel ADS®. Reprenant les simulations montrées dans la partie 4 du chapitre 2, le but est d'arriver à optimiser les trois états recherchés sur un multiplexeur à manifold. Le cahier des charges est le même que le dernier utilisé pour la topologie transversale, c'est-à-dire celui détaillé dans la partie 6-2 du chapitre 2. La seule différence est le nombre de résonateurs qui passe de 6 dans le chapitre 2 à 12 ici. La raison est que si l'on souhaitait garder le même nombre de pôles au total, les études suivantes se feraient avec deux filtres 3 pôles (6 donc au total), ce qui n'est pas représentatif d'applications concrètes. Pour rappel, le cahier des charges est le suivant :

- Multiplexeur à deux canaux entre 18,05 et 19,45 GHz
- Trois états de réglage pour les bandes passantes des deux filtres
- Deux filtres six pôles pour les bandes passantes suivantes :
    - Etat 1 : 300 MHz / 900 MHz
    - Etat 2 : 600 MHz / 600 MHz (nominal)
    - Etat 3 : 900 MHz / 300 MHz
- Fréquence centrale du multiplexeur : Fc_mux = 18,75 GHz
- Bande de garde entre les canaux de 200 MHz

Pour ce circuit et de la même manière que pour les études précédentes en topologie manifold, l'optimisation concerne les valeurs des couplages de chaque filtre, les fréquences des résonateurs (à travers la valeur des capacités du modèle équivalent) et les longueurs des guides d'onde du manifold.

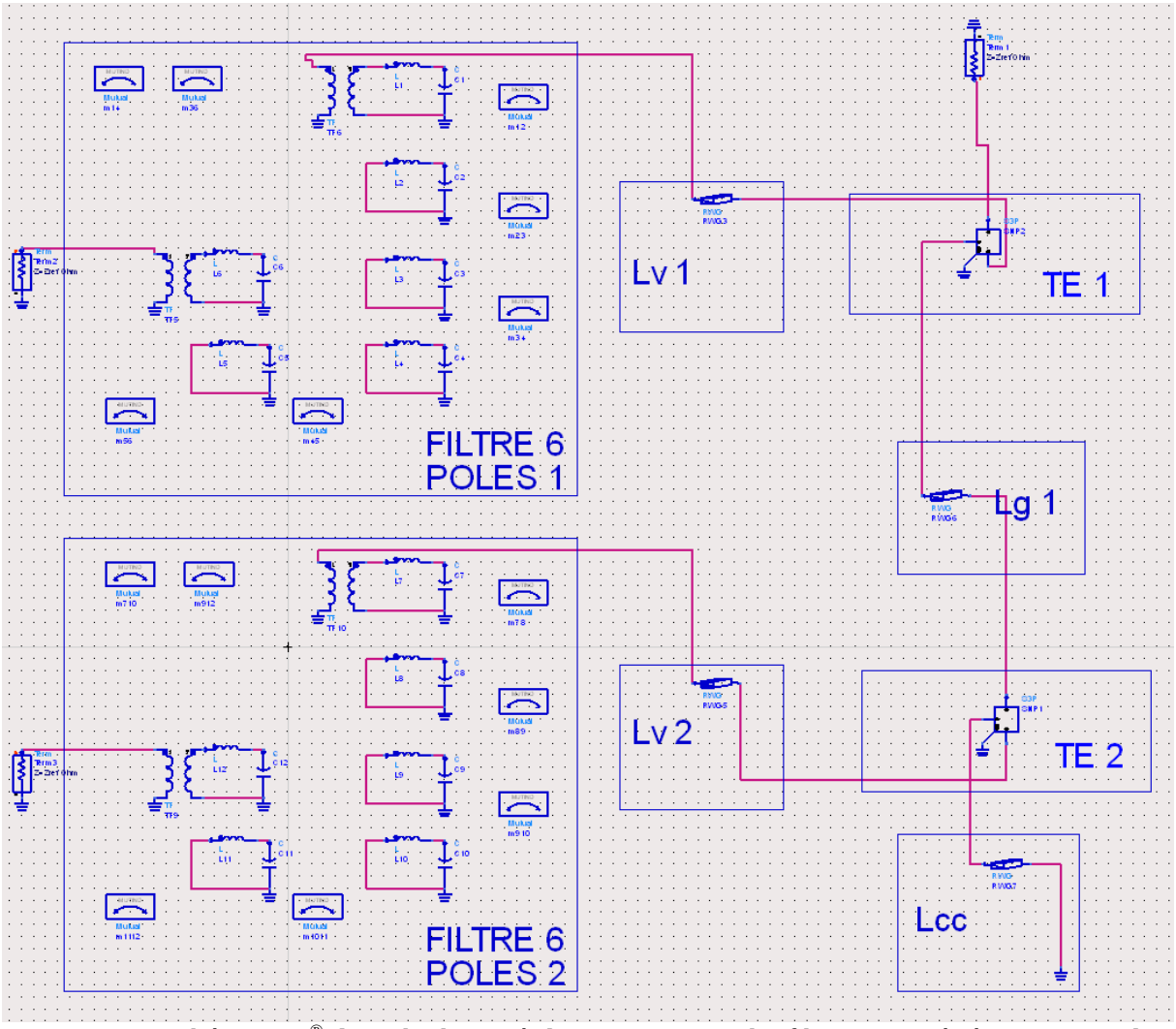


Figure 94 : Schéma ADS® du multiplexeur à deux canaux avec les filtres paramétrés en matrice de couplage

Lorsque l'on simule ce circuit sans aucune optimisation, avec pour conditions initiales :

- Des filtres adaptés en entrée et sortie,
- Des longueurs de guides d'onde dans le manifold de 8 mm (correspondant à celle du déphaseur dans sa version réduite),

on retrouve les deux bandes passantes des filtres mais avec une adaptation très faible, ainsi que des résonances parasites de type manifold (voir Etat 1 sur la Figure 95). Il va donc falloir optimiser les paramètres du multiplexeur pour retrouver des adaptations correctes et décaler les résonances en-dehors de la bande de travail.

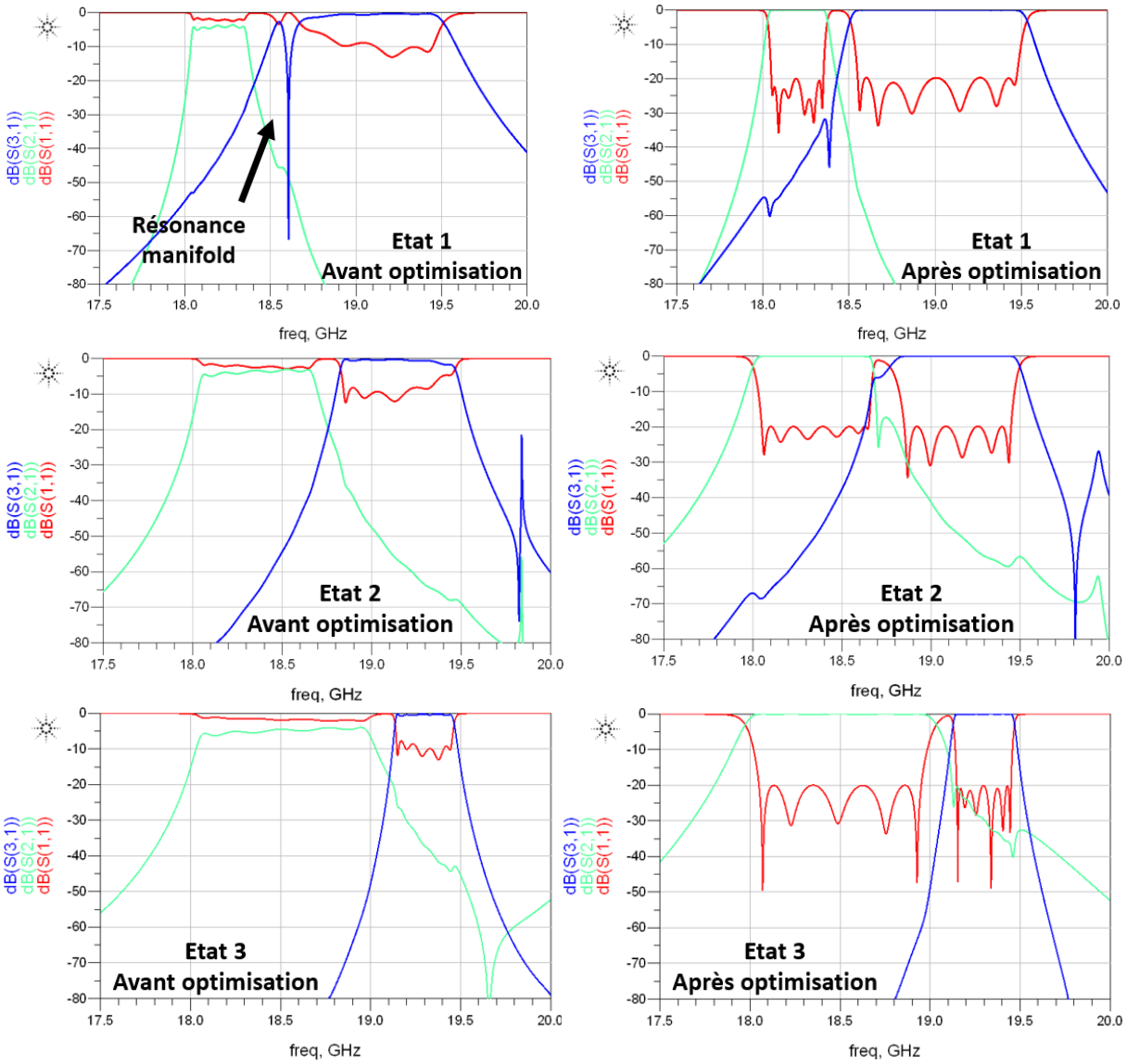


Figure 95 : Courbes des paramètres S en dB des trois états avant optimisation (à gauche) et après optimisation (à droite) en simulation ADS® avec des filtres en matrice de couplage

A partir de ces conditions initiales, le travail d'optimisation permet sans difficulté particulière d'obtenir des réponses de filtres qui respectent le niveau d'adaptation requis par le cahier des charges (20 dB), et de décaler en-dehors de la bande utile les résonances manifold. Cette étape de simulation dite « parfaite » est cependant peu réaliste.

L'étape suivante est également une simulation circuit mais qui va cette fois utiliser, non plus des filtres basés directement sur une matrice de couplage, mais un circuit complet de filtre intégrant notamment des pertes sur les résonateurs ainsi que l'ensemble des couplages (classiques + parasites), proposant alors une version beaucoup plus réaliste d'un filtre. Cette version réaliste de filtre a été développée par Aurélien Périgaud dans le cadre de sa thèse [1].

Le but de cette seconde étape est donc de nouveau de satisfaire au cahier des charges, mais avec les nouveaux circuits équivalents des filtres.

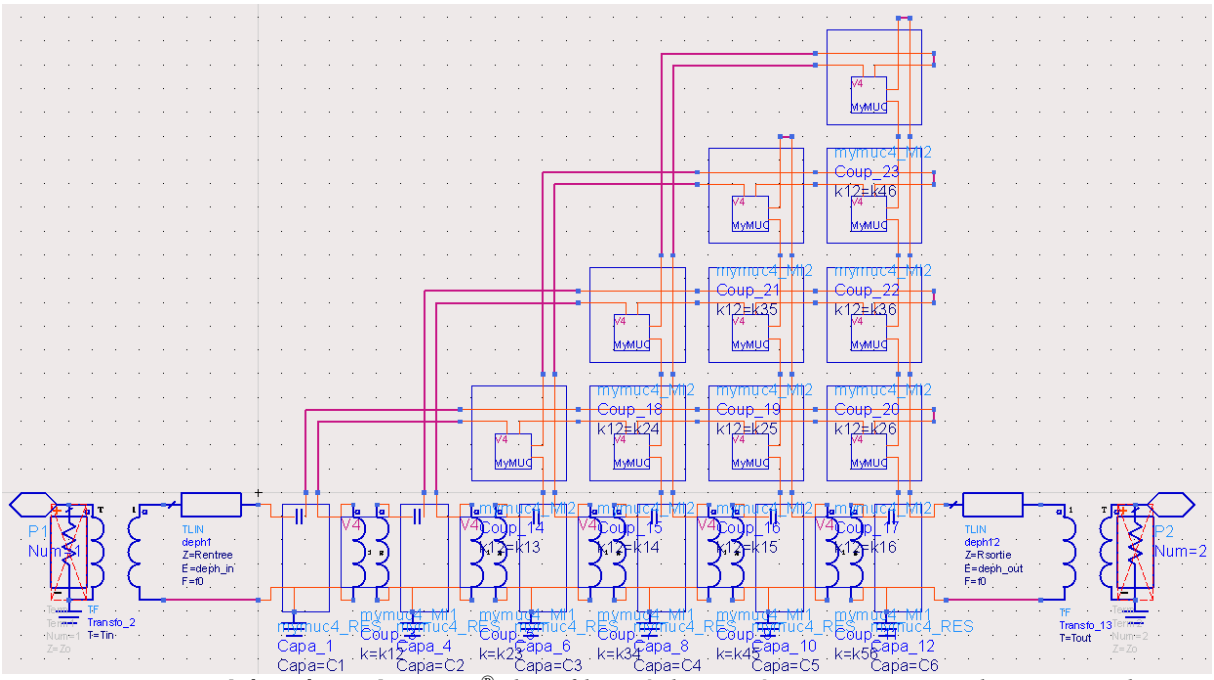


Figure 96 : Schéma équivalent ADS® d'un filtre réaliste intégrant notamment les pertes et les couplages parasites

Hormis ce changement de circuit équivalent pour les deux filtres du système, le reste du circuit complet ne change pas. Là-aussi, l'optimisation permet d'atteindre l'objectif visé d'une adaptation à 20 dB pour les deux filtres et dans les trois états. On peut remarquer que les courbes montrent plus de résonances manifold en dehors de la bande de travail que lors des simulations précédentes, tant pour les résultats optimisés que pour ceux de départ : ces couplages parasites pris en compte dans la simulation sont autant de 'chemins' suivis par l'onde électromagnétique, et donc de capacité à générer des phénomènes de résonances entre les discontinuités.

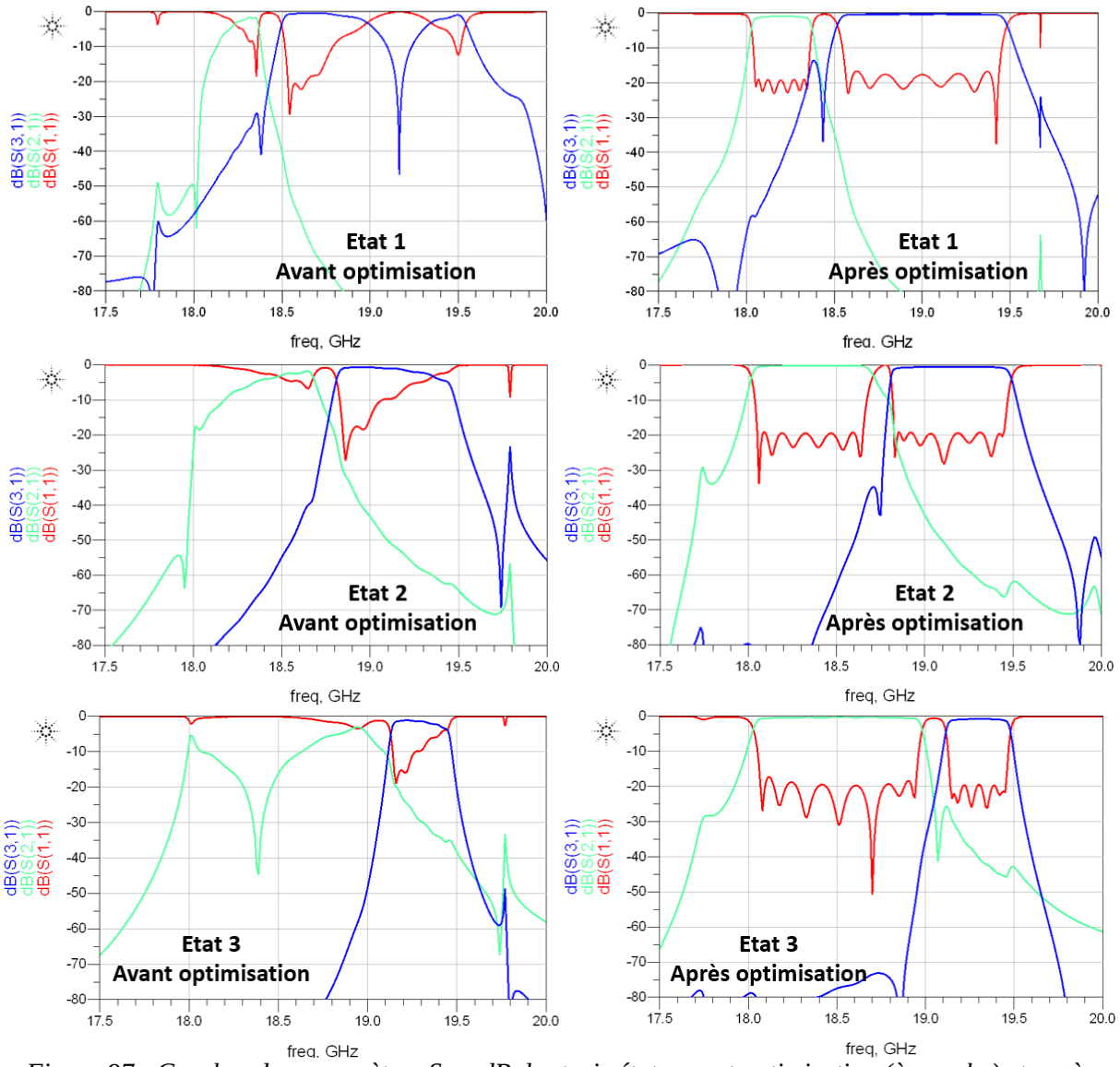


Figure 97 : Courbes des paramètres S en dB des trois états avant optimisation (à gauche) et après optimisation (à droite) en simulation ADS® avec des filtres réalistes

De par le réalisme plus élevé de la simulation, les impédances présentées par les filtres au manifold ne sont pas les mêmes que pour des filtres dits « parfaits ». Ainsi, une modification d'impédance sur le manifold modifie également les intéractions des champs EM dans le manifold et donc les variations constructives ou destructives des phases. C'est aussi de cette manière que les résonances parasites vues sur cette simulation ne sont pas les mêmes que pour la première.

Ce modèle 'circuit' est couramment employé dans les phases d'optimisation de filtres adaptés aux 2 accès sur des charges 50 ohms. La charge du filtre dans un multiplexeur est plus complexe, et les résonances parasites du manifold sont très sensibles à la charge que représentent les filtres. Il est donc nécessaire de mesurer la validité et l'intérêt de ce modèle par

une simulation 3D. Nous avons employé à ce niveau le logiciel HFSS®. Le but étant principalement d'assurer la comparaison entre les deux types de simulation, ce travail est uniquement effectué sur l'état 1 du multiplexeur.

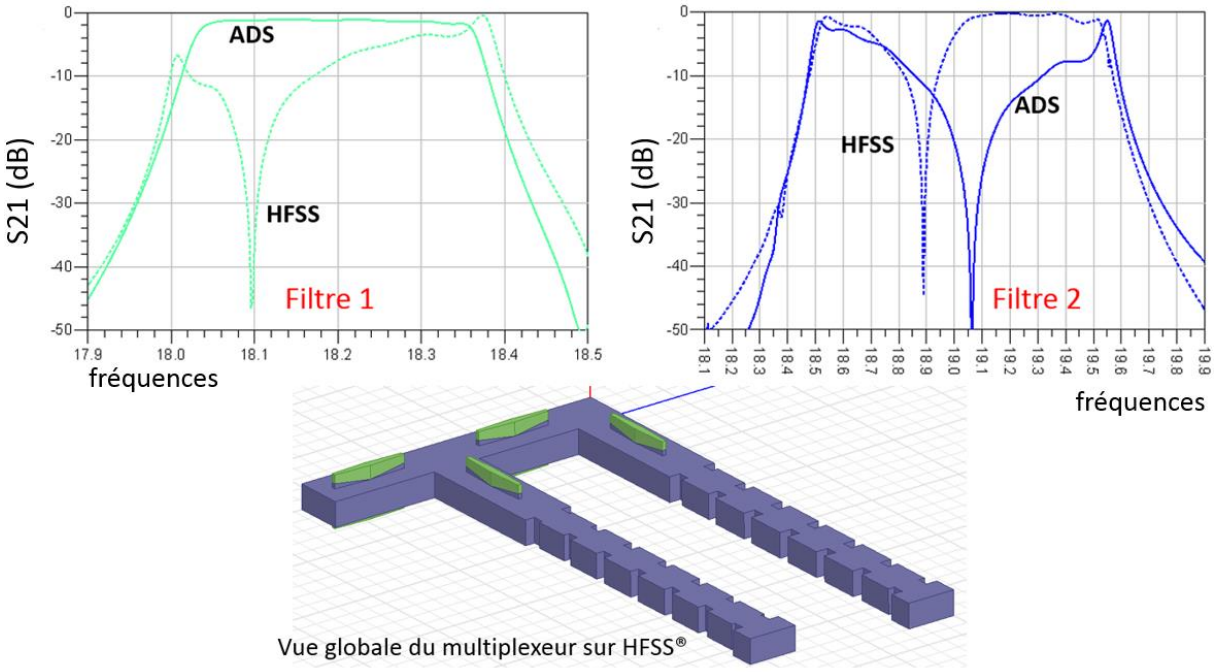


Figure 98 : Comparaison des courbes des paramètres S en transmission en dB des deux filtres montés en multiplexeur pour l'état 1 entre la simulation circuit ADS® et la simulation EM 3D HFSS®, avec en bas la vue globale du multiplexeur sur HFSS®

On constate la présence de résonances parasites, mais surtout que ces résonances ne sont pas placées aux mêmes fréquences pour les deux types de simulation. Pour le filtre 1, la simulation circuit ne montre pas de résonance, alors que c'est le cas pour la simulation EM 3D. Pour le filtre 2, les deux montrent une résonance mais avec un décalage fréquentiel. Ces différences traduisent un décalage au niveau des phases en transmission, de la même manière que lorsque l'on compare les simulations circuits « idéale » et « réaliste ».

Pour le vérifier, on compare les phases en transmission des deux filtres du multiplexeur dans l'état 1 pour les simulations circuit ADS® et EM 3D HFSS®. On constate alors un décalage important entre les résultats, et ce pour les deux filtres, ce qui pourrait expliquer pourquoi on ne retrouve pas les mêmes résonances parasites sur le multiplexeur. En ajoutant un terme de phase supplémentaire sur la simulation circuit, on arrive à égaliser au mieux les courbes des phases sur la majorité de la bande de chaque filtre, comme on peut le voir sur la Figure 99. Les valeurs nécessaires pour égaliser les courbes de phases sont de -110,1° pour le filtre 1 et 103,4° pour le filtre 2 à la fréquence centrale.

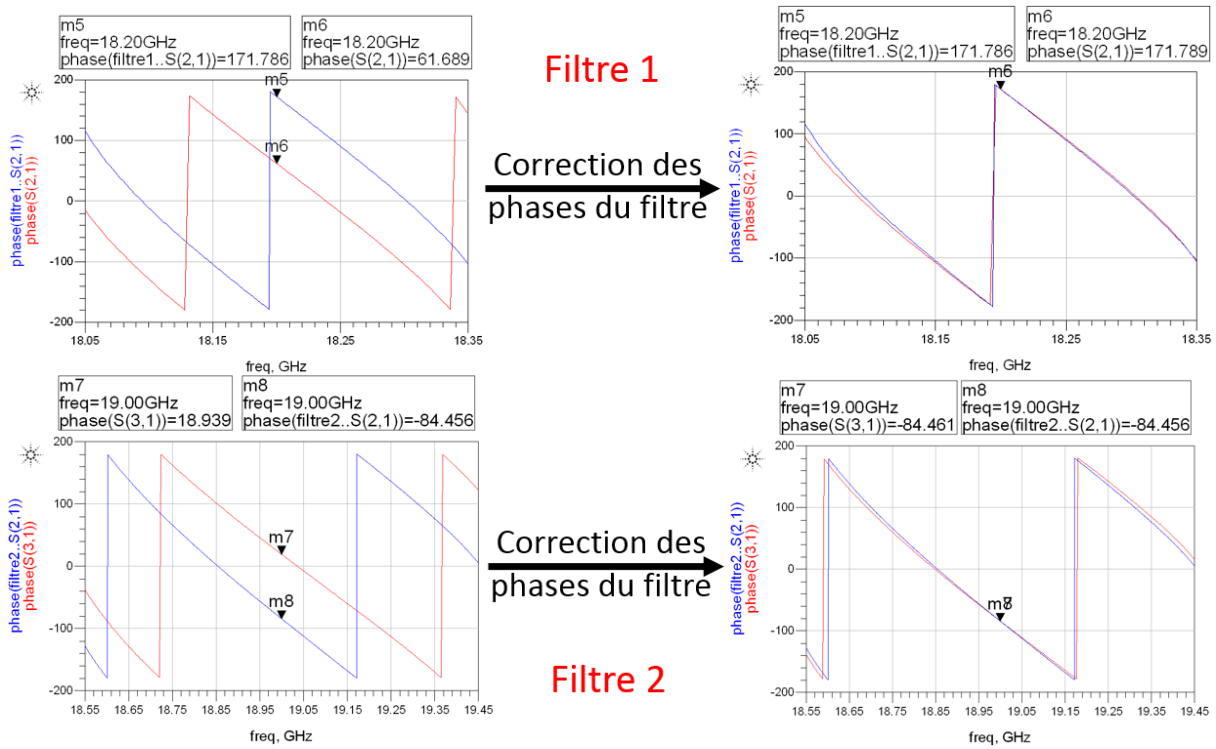


Figure 99 : Comparaison des phases en transmission en degré des filtres de l'état 1 du multiplexeur entre la simulation circuit (en rouge) et la simulation EM 3D (en bleu) avec les phases des filtres avant correction (à gauche) et après correction (à droite)

Avec l'ajout de ce terme correctif sur la phase des filtres, on arrive donc à obtenir quasiment le même comportement en phase pour les filtres entre les deux types de simulation. Pourtant, lorsque l'on simule de nouveau le multiplexeur avec ce terme correctif en plus, on ne retrouve toujours pas les mêmes réponses entre les deux types de simulateur : le modèle circuit, dans notre cas, n'est pas assez précis pour permettre une simulation correcte du phénomène de résonance manifold.

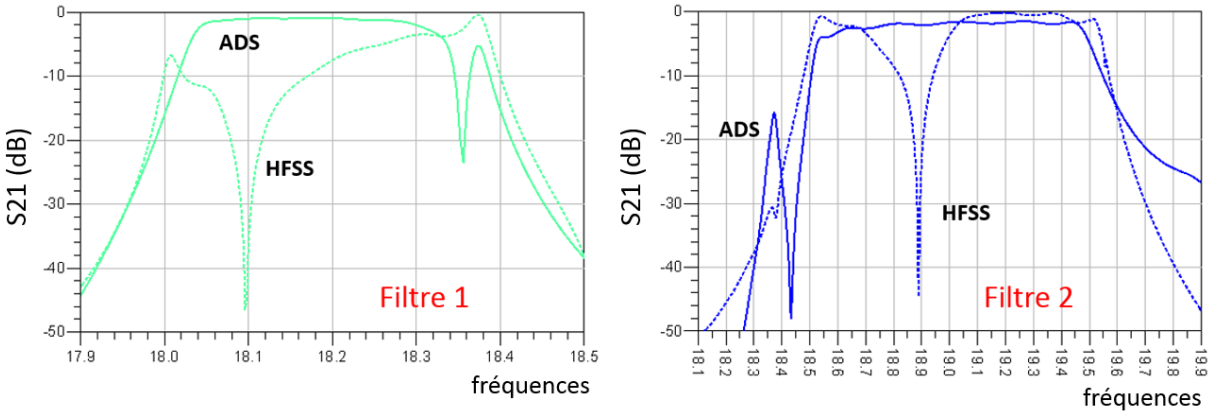


Figure 100 : Comparaison des courbes des paramètres S en transmission en dB des deux filtres montés en multiplexeur pour l'état 1 entre la simulation circuit ADS® et la simulation EM 3D HFSS® après l'ajout du terme de phase correctif sur la simulation circuit

Un travail important serait donc à effectuer pour développer un modèle de filtre circuit compatible à une intégration dans un multiplexeur, et permettant une optimisation efficace. Par manque de temps dans une période où l'avancement de la maquette devenait plus pressant, le choix a été fait de ne pas pousser plus loin les investigations sur cette simulation circuit, mais de tester un autre type de simulateur. En effet, l'optimisation directe d'un multiplexeur avec un logiciel de simulation EM 3D de type HFSS® ou CST® est quasiment impossible au vu du temps de simulation nécessaire. Une simple analyse prend environ deux heures pour la simulation du multiplexeur sans même ajouter des pertes métalliques et en utilisant un processeur récent avec 32 Go de mémoire vive, sachant que cette analyse est à renouveler plusieurs centaines de fois au moins pour l'optimisation d'un seul état.

Le simulateur alors utilisé, Microwave Wizard™, est un logiciel de simulation pseudo-EM de type « mode-matching » (MWW™ pour la suite) [2]. Il est une sorte de compromis entre les deux précédents types de simulateur dans le sens où il est procédé à une segmentation de la structure analysée ; chaque segment est traité de manière exacte par une méthode analytique ou par la méthode des éléments finis, et une décomposition modale permet de connecter les segments entre eux. Ce logiciel allie ainsi une grande vitesse de simulation et d'optimisation (proche de celle du simulateur circuit) tout en ne procédant pas à des approximations dans l'analyse électromagnétique, permettant ainsi de fournir des réponses de simulation avec quasiment le même réalisme que celles de logiciels comme HFSS®. MWW™ est très utilisé pour la conception de filtres et multiplexeurs volumiques, constitués essentiellement par une association en cascade de segments de guides rectangulaires ou cylindriques. Cependant, les topologies aptes à être traitées par cette approche modale sont de complexité et de généricité plus réduites que par les approches 3D classiques.

En simulant le même multiplexeur sur MWW™ et en comparant les résultats des transmissions des filtres de l'état 1 avec la simulation HFSS®, on retrouve des résultats très proches avec les mêmes résonances parasites, presque aux mêmes fréquences (voir les courbes sur la Figure 101). Ainsi, c'est ce logiciel qui sera utilisé pour faire les optimisations nécessaires à la conception du multiplexeur accordable.

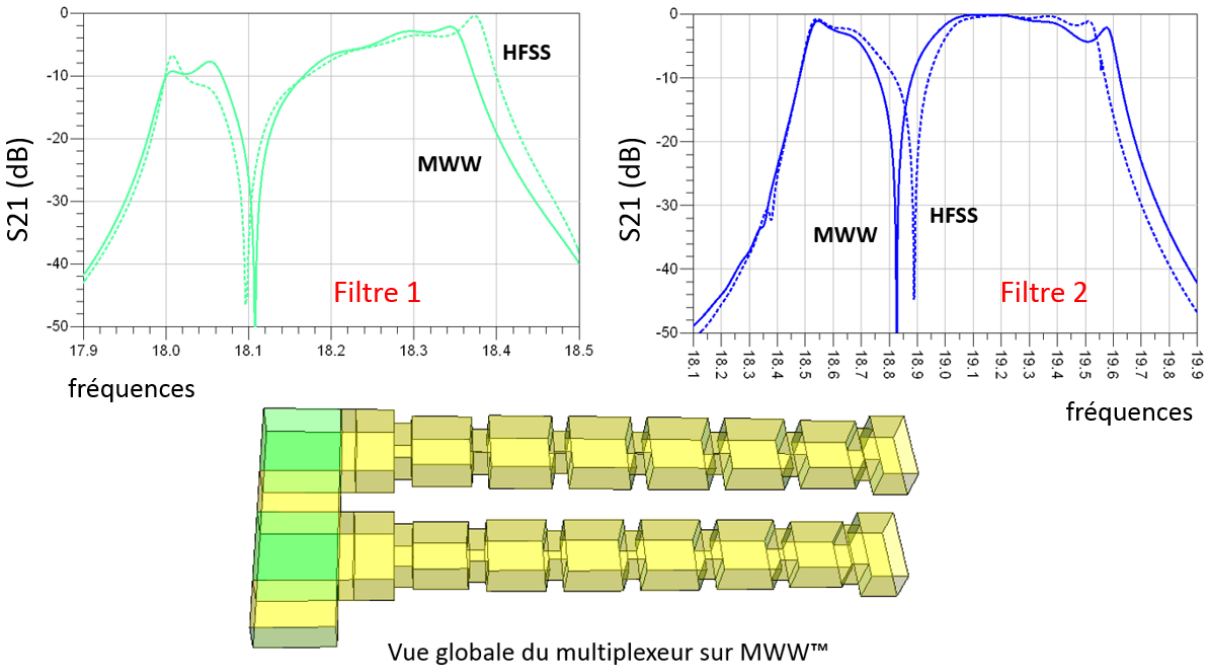


Figure 101 : Comparaison des courbes des paramètres S en transmission en dB des deux filtres montés en multiplexeur pour l'état 1 entre la simulation MWW™ et la simulation HFSS®, avec en bas la vue globale du multiplexeur sur MWW™

Dans la prochaine sous-partie de ce chapitre seront données toutes les étapes d'optimisation des trois états du multiplexeur avec MWW™, en expliquant les choix qui permettront d'obtenir leur réglage en évitant les résonances manifold.

4-3 Optimisations sur Microwave Wizard™

Dans cette sous-partie, le but va être de concevoir un multiplexeur avec trois états suffisamment proches en termes de différence de longueurs de guides d'onde. Le déphaseur n'est pas systématiquement intégré à ce niveau, mais l'objectif d'obtenir ces faibles différences dans les longueurs des guides d'onde permettra de limiter l'amplitude de déphasage nécessaire dans la version accordable, et donc l'encombrement de ce déphaseur. Le perturbateur utilisé sera en effet le second développé dans le chapitre précédent (partie 3-2-3), c'est-à-dire le déphaseur en guide d'onde en version réduite.

Pour assurer les simulations du multiplexeur dans les trois états, la méthode employée sera la même que dans les études précédentes, en augmentant progressivement le réalisme du

système. Ainsi, la première étape est celle qui consiste à simuler le multiplexeur sans perturbateur. La Figure 102 suivante montre le schéma de la simulation MWW™ avec les sous-ensembles des deux filtres ainsi que la vue 3D du système.

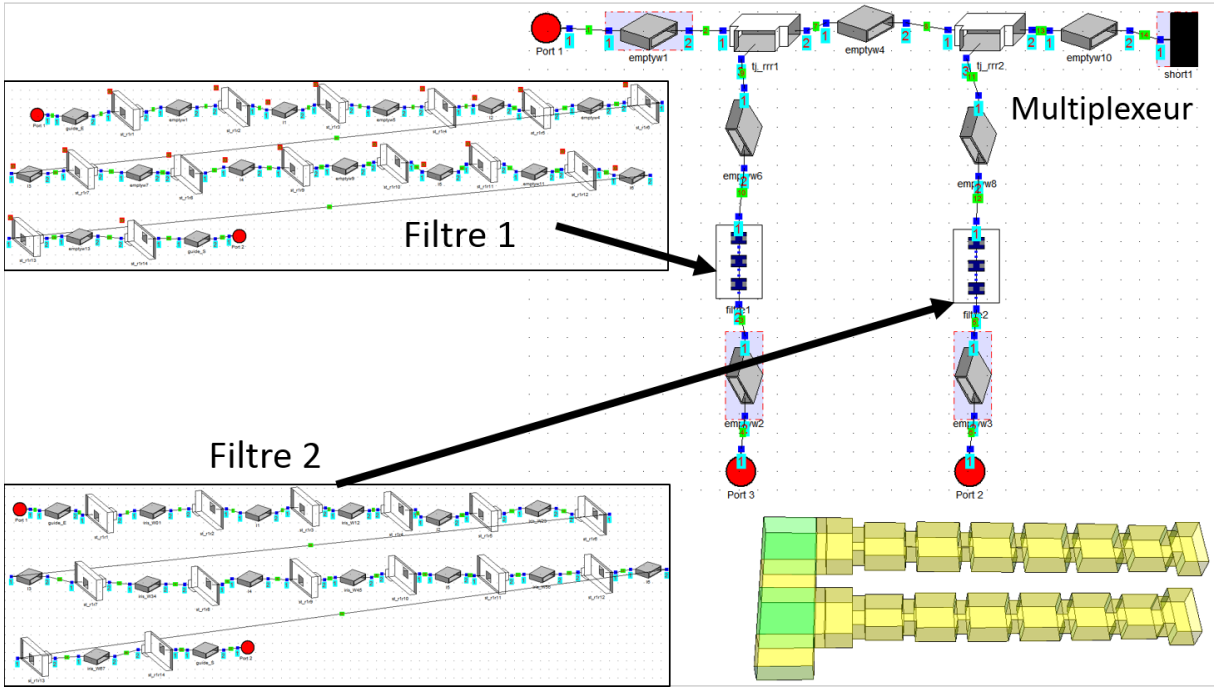


Figure 102 : Schéma de simulation du multiplexeur sans déphaseur sur le logiciel MWW™ avec les deux filtres encadrés en sous-ensembles et la vue globale du multiplexeur

Pour déterminer un point de départ des valeurs des paramètres des filtres, celui des longueurs des guides d'onde du manifold étant de base fixé à 8 mm de manière arbitraire pour correspondre à la longueur du déphaseur en version réduite, une étape d'optimisation initiale a été nécessaire pour les filtres seuls. En effet, un point de départ optimal pour les paramètres des filtres d'un multiplexeur ne peut être obtenu directement. La solution qui a donc été choisi ici est un réglage des filtres seuls, sans manifold et un par un, pour les adapter à un niveau de réflexion de 20 dB, puis de les connecter sur le manifold et d'optimiser le multiplexeur.

Cette solution n'est évidemment pas la plus rapide ou la plus efficace, d'autres existent dans la littérature (voir le chapitre 1) et offrent de bien meilleurs points de départ, mais grâce à une méthode d'optimisation de filtres particulièrement rapide et efficace développée par Aurélien Périgaud [1] (utilisant notamment les circuits réalistes des filtres pour ADS® vus dans la sous-partie précédente), le temps d'optimisation du multiplexeur qui pourrait être gagné avec un meilleur point de départ est compensé par le gain de temps sur l'optimisation des filtres eux-mêmes. C'est donc ce type de synthèse qui a été utilisé pour obtenir un réglage des six filtres qui serviront aux trois états du multiplexeur accordable.

De cette manière, on injecte les valeurs des paramètres des filtres optimisés seuls comme point de départ des filtres montés en multiplexeur dans le logiciel MWW™. On obtient ainsi des courbes assez correctes de filtres avec des valeurs de niveaux d'adaptation situées entre 5 et 10 dB avant de démarrer les optimisations. Ces courbes, montrées sur la Figure 103, vont donc servir de points de départ et permettrent d'obtenir des résultats d'optimisation satisfaisant le cahier des charges recherché.

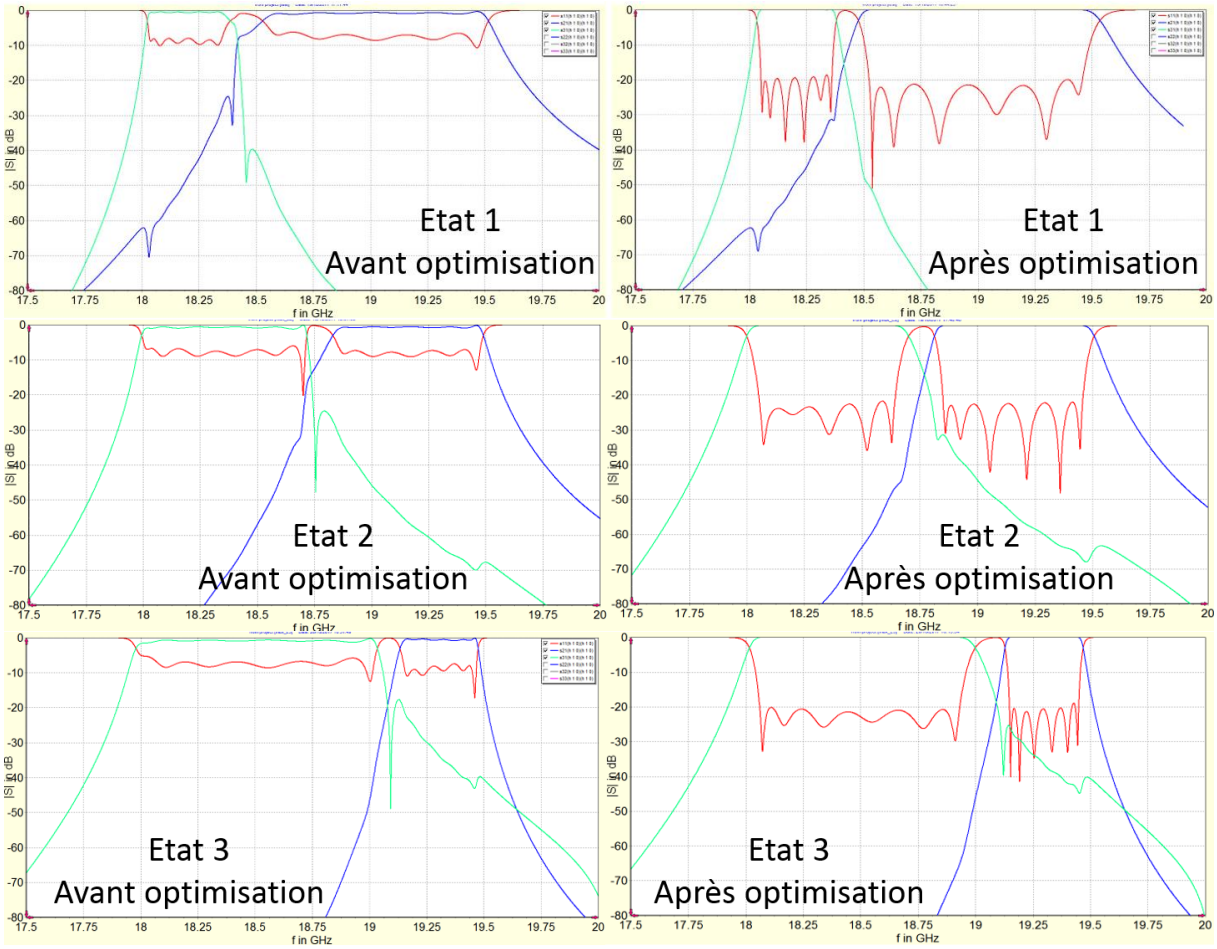


Figure 103 : Courbes des paramètres S en dB des trois états du multiplexeur avant optimisation (à gauche) et après optimisation (à droite) en simulation MWW™

En ce qui concerne les temps d'optimisation, le logiciel MWW™ se situe à mi-chemin entre les simulateurs circuit et EM 3D. Chaque passe d'optimisation (simulation du système avec un nouveau jeu de valeurs des paramètres légérement modifiés par rapport au précédent) prend de quelques dizaines de secondes à quelques minutes selon la précision voulue, alors que pour une simulation circuit elle prend quelques secondes, et environ 90 à 120 minutes pour la simulation EM 3D (temps observés, valables uniquement sur le système actuellement étudié et dans les mêmes conditions).

Les résultats ainsi obtenus étant satisfaisants, le passage à l'étape suivante a été de remplacer les composants « guides d'onde » de la simulation MWW™ par des imports de fichiers de type s2p issus de simulations EM 3D d'HFSS®. Les imports utilisés correspondent à des guides d'onde vides ayant exactement les mêmes dimensions que ceux du logiciel qu'ils remplacent. Pour pousser la comparaison plus loin, le même changement est effectué en intégrant des guides déphaseurs (contenant un élément en diélectrique qui va venir s'enfoncer dans le guide).

Pour que la comparaison soit correcte, chaque guide déphaseur est conçu pour montrer exactement le même niveau de phase en transmission à ses ports à la fréquence centrale du multiplexeur. Pour arriver à ce résultat, il a fallu définir tous les cas de guides d'onde nécessaires pour les trois états du multiplexeur après optimisation de celui-ci. Théoriquement, cela fait douze cas possibles (trois états avec chacun quatre guides d'onde) mais il apparait que seuls six besoins différents existent, les autres étant des doublons. Les valeurs nécessaires de longueurs des guides d'onde vides ainsi que leur correspondance en version guides déphaseurs sont détaillées dans le Tableau 13.

Guide d'onde vide nécessaire	**Guide d'onde déphaseur correspondant**	
Longueur (en mm)	Longueur (en mm)	Enfoncement du perturbateur (en % du maximum prévu)
8,000	7,990	0
8,150	7,990	53,5
8,300	7,990	76,5
8,500	7,990	95,0
8,977	8,967	0
9,477	8,967	95,0

Tableau 13 : Correspondances entre les guides d'onde vides et les guides déphaseurs pour obtenir les mêmes niveaux de phases en transmission à la fréquence centrale du multiplexeur (18,75 GHz)

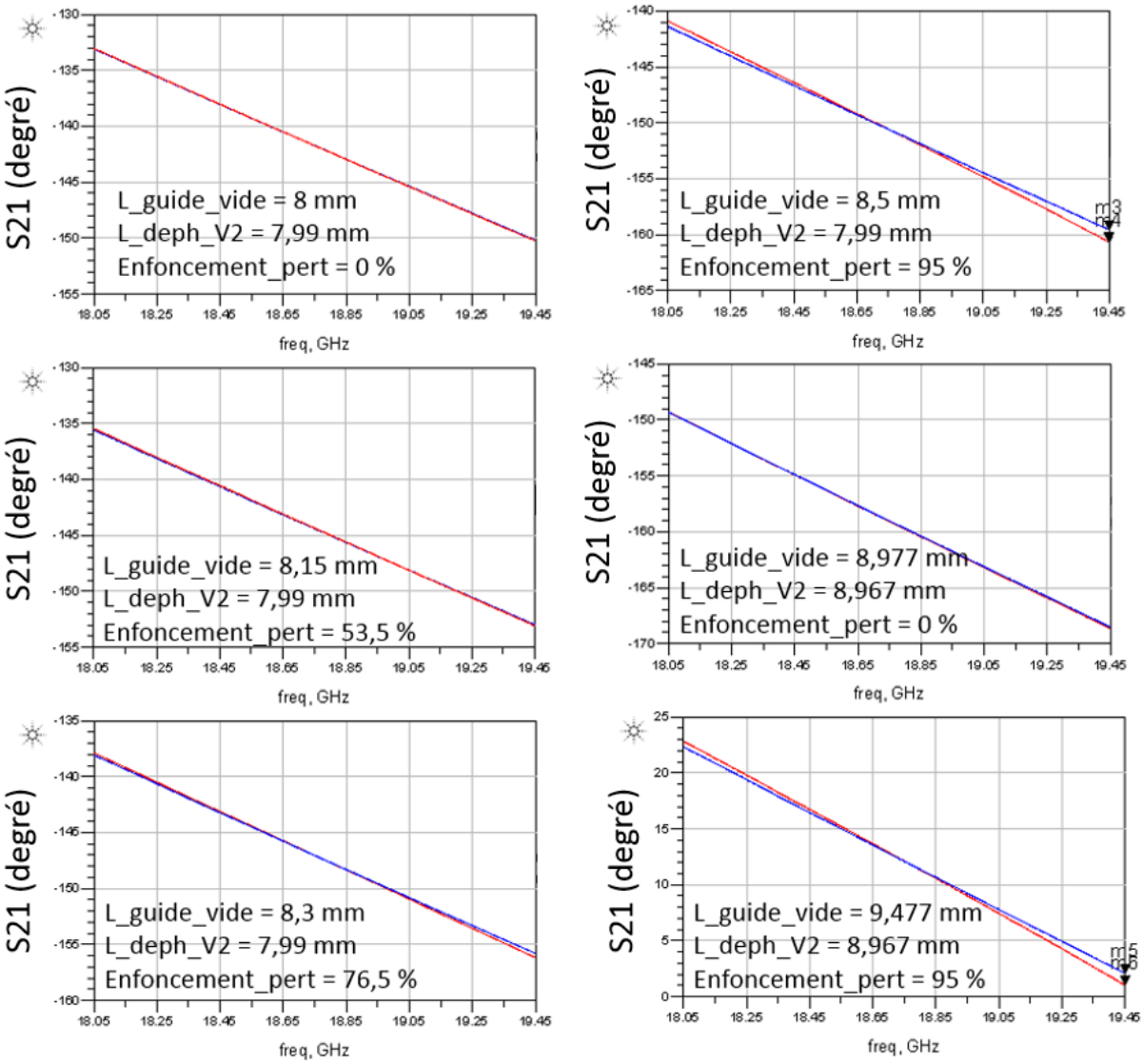


Figure 104 : Courbes des paramètres S des phases en transmission en degré pour les correspondances entre les guides d'onde vides et les guides déphaseurs égalisées à la fréquence centrale du multiplexeur (18,75 GHz)

Comme on peut le voir sur les courbes des phases de la Figure 104 ci-dessus, les droites sont très proches, avec un écart maximum d'environ 1° sur les bords de bande dans les cas où le perturbateur du déphaseur est très enfoncé (95 %). Ce qui confirme que les guides déphaseurs ont quasiment le même comportement en phase que les guides d'onde vides.

Pourtant, lorsque l'on injecte les valeurs des guides déphaseurs dans la simulation MWW™ du multiplexeur optimisé pour remplacer les composants guides d'onde, on se retrouve non pas avec le même résultat mais avec une résonance parasite en plein milieu de la bande de travail. D'ailleurs, le fait de simuler avec des imports de guides vides ou de guides déphaseurs donne exactement la même réponse avec le même parasite, comme on peut le constater sur les courbes de la Figure 105.

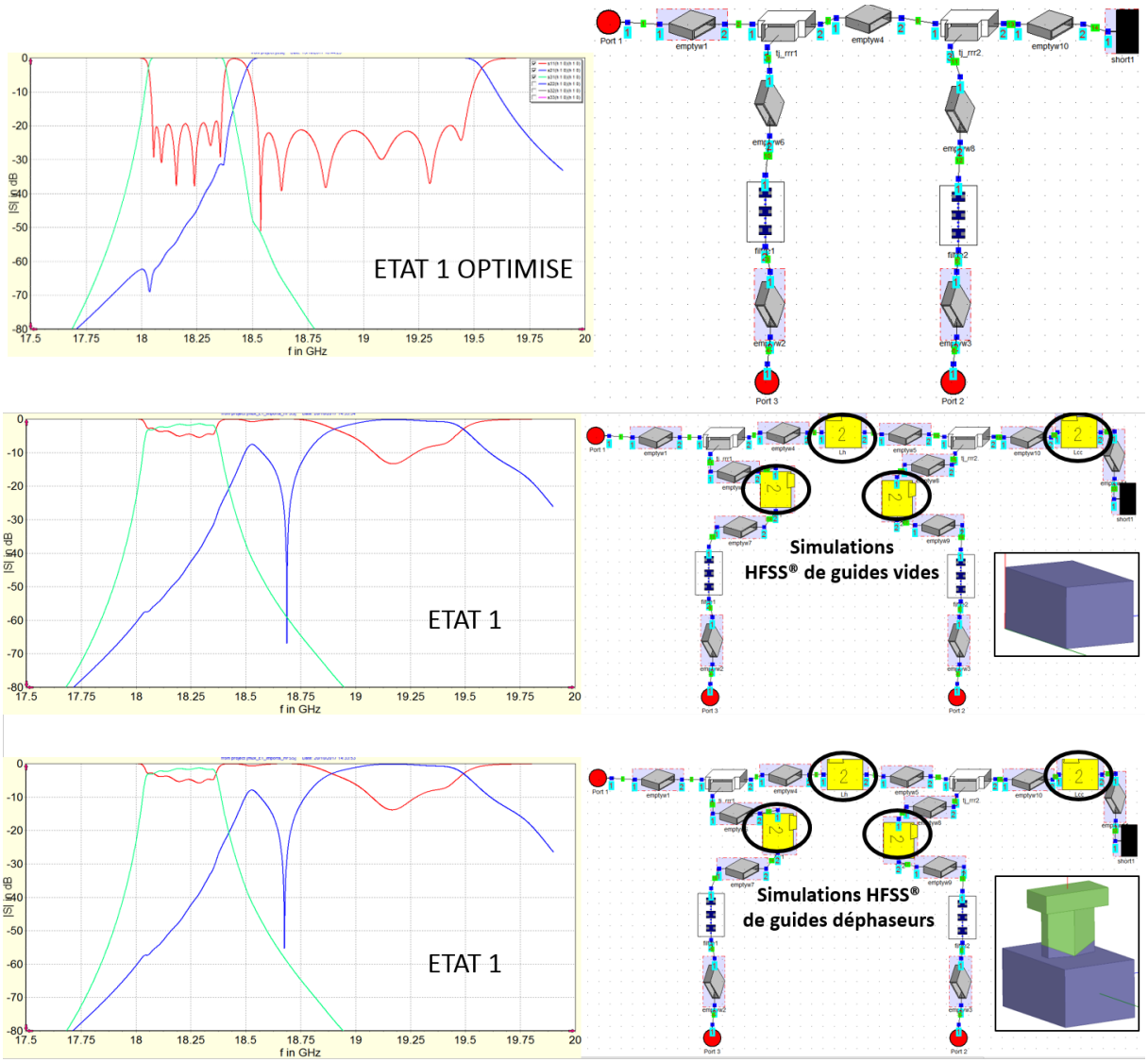


Figure 105 : Courbes des paramètres S en dB de l'état 1 du multiplexeur comparant les résultats de l'import de guides d'onde vides puis de guides déphaseurs pour remplacer les guides d'onde du logiciel de simulation

Ces résultats confirment deux choses : la première que les guides déphaseurs, s'ils sont correctement faits, ont le même comportement que des guides d'onde vides au sein d'un multiplexeur. La seconde est que, dans les deux cas, les niveaux de phases dans le manifold lorsque l'on utilise des composants importés ne correspondent pas à ce qui est simulé sans import.

Afin de vérifier que le problème vient du fait que les simulations avec les imports de fichiers HFSS® ne gèrent pas du tout l'aspect multimodal dans ces derniers, contrairement à une simulation normale sans aucun import, la prochaine étape va consister à simuler le multiplexeur avec et sans import mais cette fois avec le manifold complet plutôt que chaque guide d'onde seul.

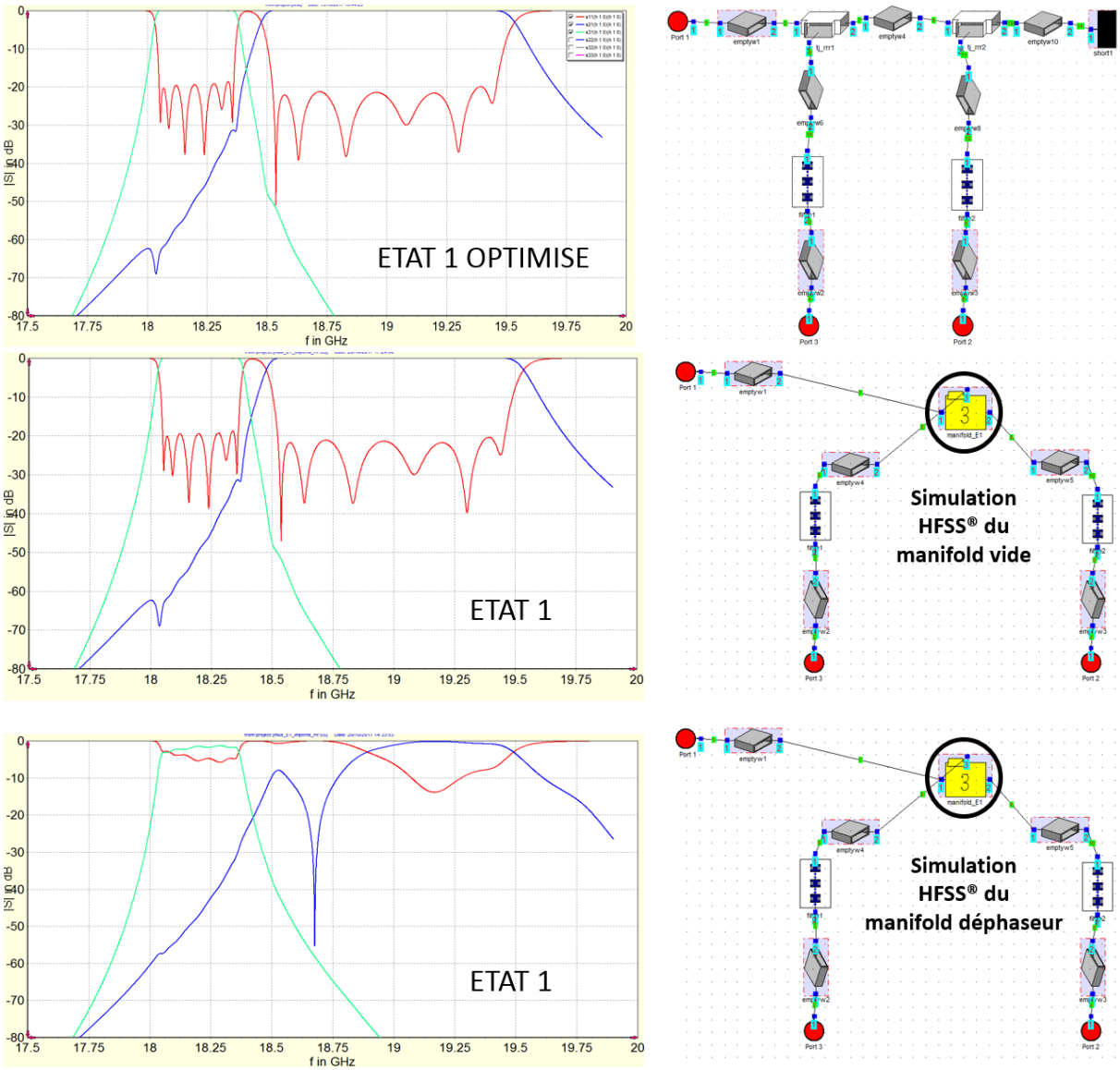
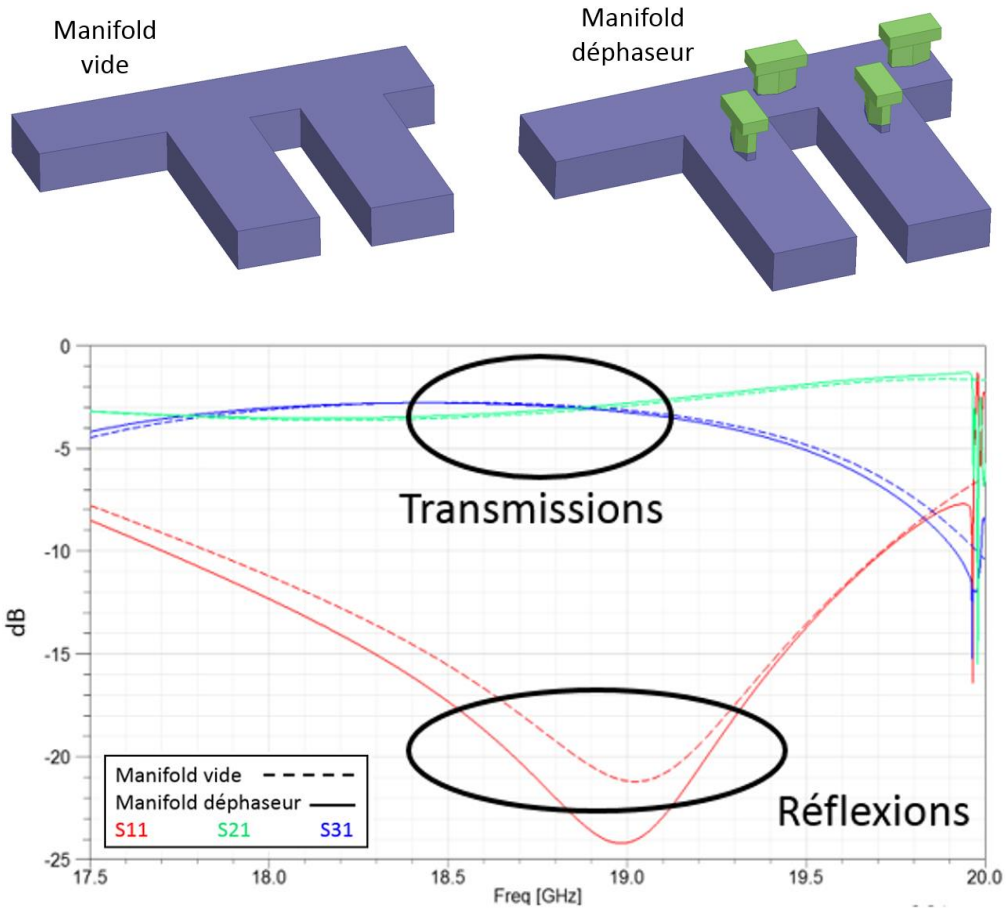


Figure 106 : Courbes des paramètres S en dB de l'état 1 du multiplexeur comparant les résultats de l'import d'un manifold vide puis d'un manifold avec déphaseurs pour remplacer le manifold du logiciel de simulation

On constate alors que les résultats sont différents. Remplacer l'ensemble du manifold de MWW™ par un manifold complet en import ne modifie pas la réponse du multiplexeur. Ce qui confirme que le problème est issu de l'utilisation de composants importés d'HFSS® mélangés au reste de la simulation, et non pas l'utilisation d'imports elle-même. Il serait donc nécessaire de simuler ces tronçons de guide d'onde et guides déphaseurs en multimode dans HFSS®, et de les connecter mode à mode aux segments MMW. Le manifold est en effet trop compact pour permettre une segmentation et une connexion inter-élément sur le seul mode fondamental.

Nous avons alors simulé les deux types de manifold (guide vide et guide intégrant le perturbateur diélectrique) sur HFSS® et nous avons comparé les valeurs de leurs paramètres S,

notamment celles des phases en transmission. Mise à part des perturbations vers 19,9 GHz qui ne sont pas dans la bande de travail (18,05 à 19,45 GHz), les courbes des transmissions et des réflexions des deux composants sont quasiment les mêmes si l'on considère les niveaux de puissance. En revanche, on constate des différences au niveau des phases en transmission. A la fréquence centrale du multiplexeur, ces valeurs sont d'environ 10° (comme expliqué ailleurs dans le chapitre 2, il faut se rappeler comme le logiciel de simulation ne peut offrir une précision de ces valeurs de phase qu'à +/- 180° près, d'où les valeurs notées sur les marqueurs de la Figure 107).



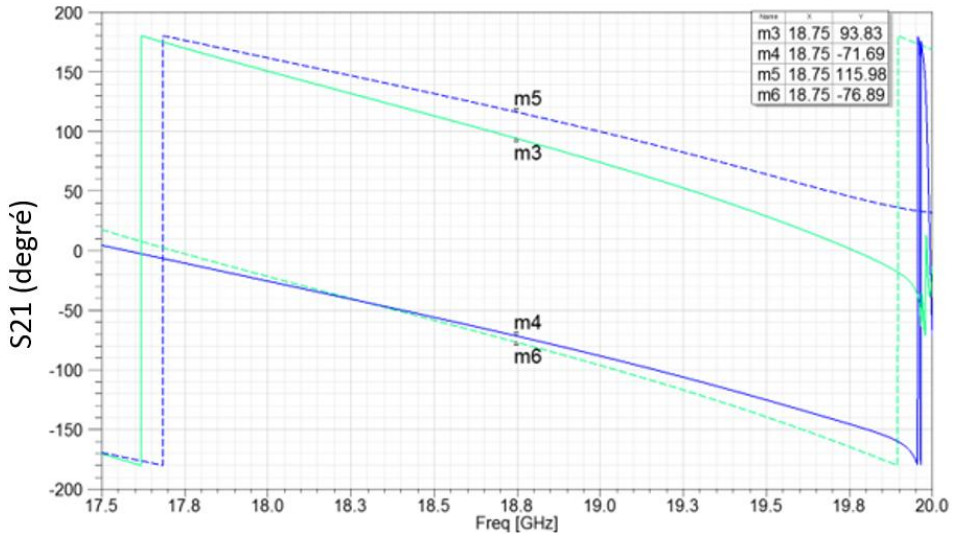


Figure 107 : Vue globale des deux types de manifold (vide et déphaseur, en haut) et courbes des paramètres S en simulation HFSS® (en bas)

Il est donc bien nécessaire pour cette étape de réajuster les paramètres du manifold déphaseur pour coller avec les valeurs de phase du manifold vide. Cela devrait ainsi améliorer la réponse du multiplexeur lors de la simulation avec l'import du manifold déphaseur. La question que l'on peut se poser ici concerne justement ce réajustement : faut-il égaliser les phases à la fréquence centrale du multiplexeur (18,75 GHz) ou aux fréquences centrales de chaque filtre pour les phases des filtres correspondants (c'est-à-dire 18,2 GHz pour le filtre 1 et 19 GHz pour le filtre 2) ?

Ces deux hypothèses ont été explorées et donnent les résultats présentés Figure 108. L'égalisation des phases se fait en modifiant les longueurs des guides déphaseurs devant les filtres (Lv1 et Lv2) ainsi que l'enfoncement de tous les perturbateurs. Les longueurs des guides déphaseurs Lh et Lcc ne sont pas modifiés car ils jouent sur les phases en transmission des deux canaux en même temps, ce qui est plus complexe à régler (Lv1 et Lv2 ayant le même effet, mais au second ordre).

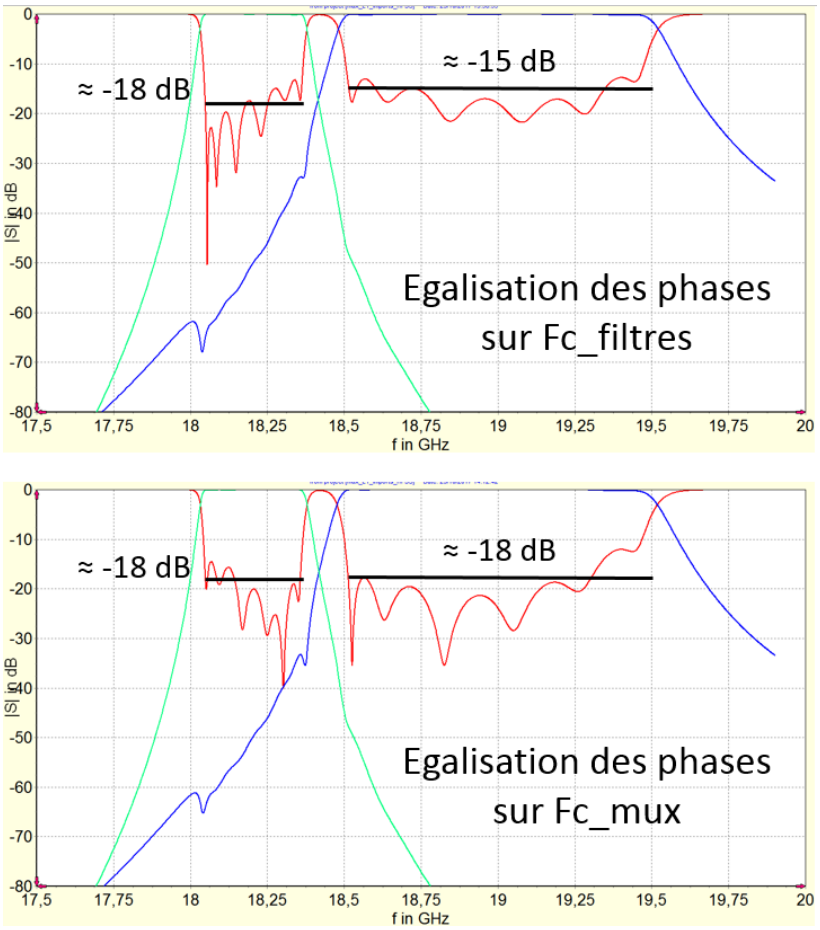


Figure 108 : Courbes des paramètres S en dB de l'état 1 du multiplexeur selon que l'on égalise les phases en transmission du manifold déphaseur sur le même manifold vide à la fréquence centrale des filtres (en haut) ou celle du multiplexeur (en bas)

On constate que les courbes de simulation du multiplexeur sont très proches. A partir du moment où les phases en transmission du manifold déphaseur correspondent à celle d'un manifold vide sur une fréquence de la bande de travail, il semble que le résultat soit acceptable et proche en terme de comportement. Cela confirme aussi que l'utilisation d'un manifold déphaseur importé, comme celle d'un manifold vide importé, offre la possibilité d'un bon point de départ pour l'optimisation du multiplexeur, à partir du moment où le premier a le même comportement en phase que le second.

Le choix d'une des deux solutions ne posant, à première vue, pas de problème particulier, et l'égalisation sur la fréquence centrale montrant des niveaux d'adaptation légèrement meilleurs, c'est cette solution qui sera choisie pour la suite et donc pour les autres états de réglage. Ceci étant validé, il est nécessaire de faire de même pour les deux autres états. Cependant, il faut faire attention à garder exactement les mêmes longueurs pour chaque guide déphaseur pour les trois états, seul l'enfoncement des perturbateurs pouvant permettre de modifier les phases. Les résultats des valeurs des longueurs de guides déphaseurs et

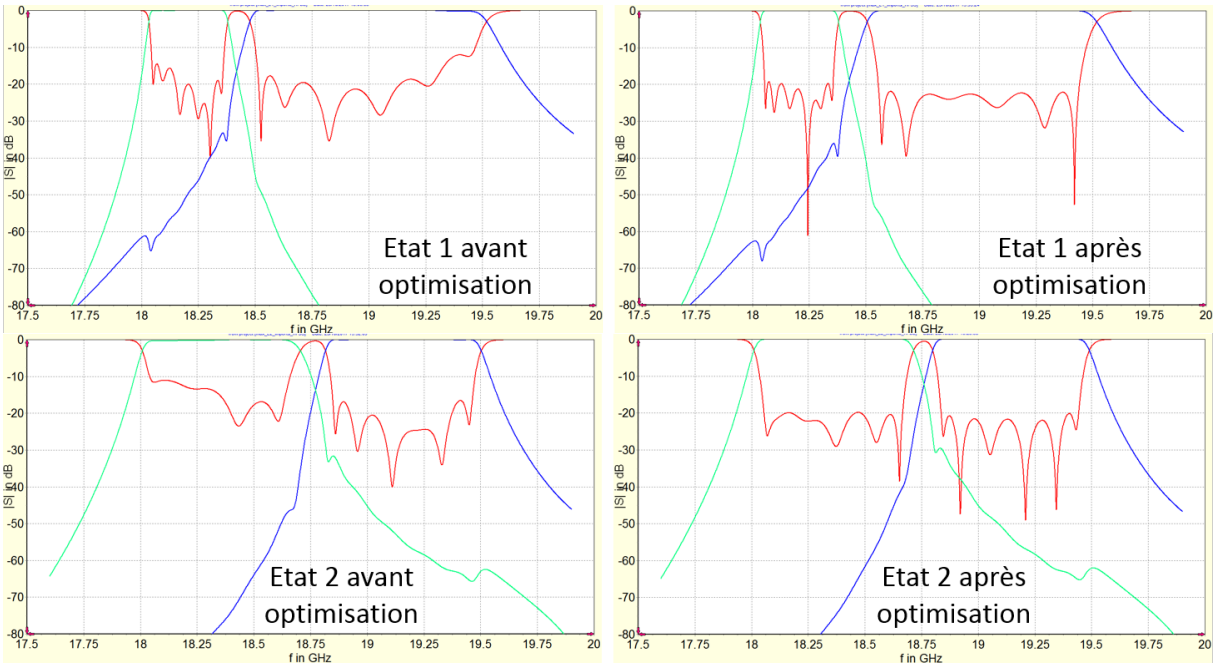
d'enfoncement des perturbateurs pour chaque guide et pour chaque état sont compilés dans le Tableau 14 ci-dessous.

	Etat 1		Etat 2		Etat 3	
	Longueur du guide (mm)	Enfoncement perturbateur (mm)	Longueur du guide (mm)	Enfoncement perturbateur (mm)	Longueur du guide (mm)	Enfoncement perturbateur (mm)
Lv1	12,587	0	12,587	1,231	12,587	0,972
Lv2	12,587	0	12,587	1,244	12,587	1,036
Lh	7,990	0,991	7,990	0	7,990	0
Lcc	7,990	1,231	7,990	0,907	7,990	0

Tableau 14 : Récapitulatif des valeurs pour les longueurs des guides déphaseurs et l'enfoncement des perturbateurs de chaque guide pour les trois états de réglage du multiplexeur

Il apparaît qu'une solution est en effet permise sans changer les longueurs des guides, validant le principe du manifold accordable permettant de passer d'un état à l'autre en ne changeant que les enfoncements des pièces diélectriques. Il faut maintenant arriver, en partant de ces trois états du manifold déphaseur, aux trois états de réglage du multiplexeur lui-même. Pour cela, on simule le système avec l'import du manifold déphaseur pour chaque état et on optimise de manière à respecter le cahier des charges.

Les points de départ de chaque état étant relativement proches de la solution, les optimisations ne posent pas réellement de problème. Les paramètres de chaque filtre ne sont que peu modifiés pour arriver à un niveau d'adaptation de 20 dB sur les deux filtres des trois états. Les courbes des résultats sont montrées Figure 109.



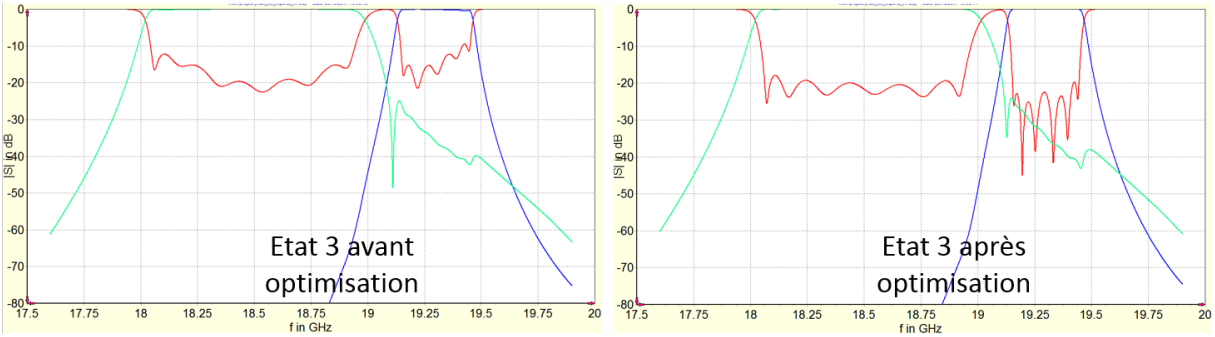
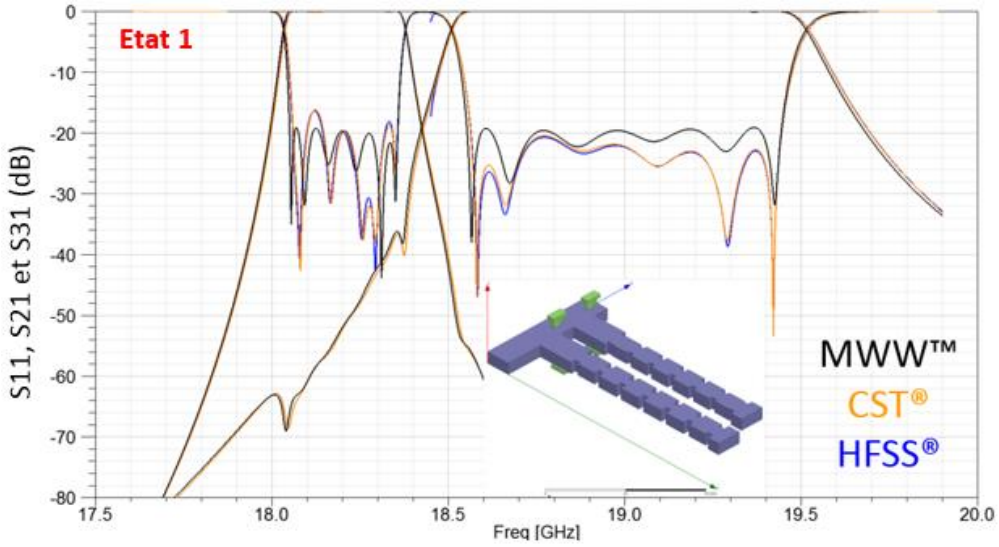


Figure 109 : Courbes des paramètres S en dB avant optimisation (à gauche) et après optimisation (à droite) de la simulation du multiplexeur dans les trois états avec import du manifold déphaseur

Ainsi, les trois états de réglage du multiplexeur peuvent être obtenus, mis à part les modifications concernant les filtres qui seront assurées par une banque de filtres fixes, uniquement grâce à la modification de l'enfoncement des perturbateurs diélectriques des guides déphaseurs. Afin de vérifier les résultats obtenus par MWW™, le même système a été simulé par les deux logiciels EM CST® et HFSS®. Malgré quelques variations légères, aucune différence notable n'est à signaler.



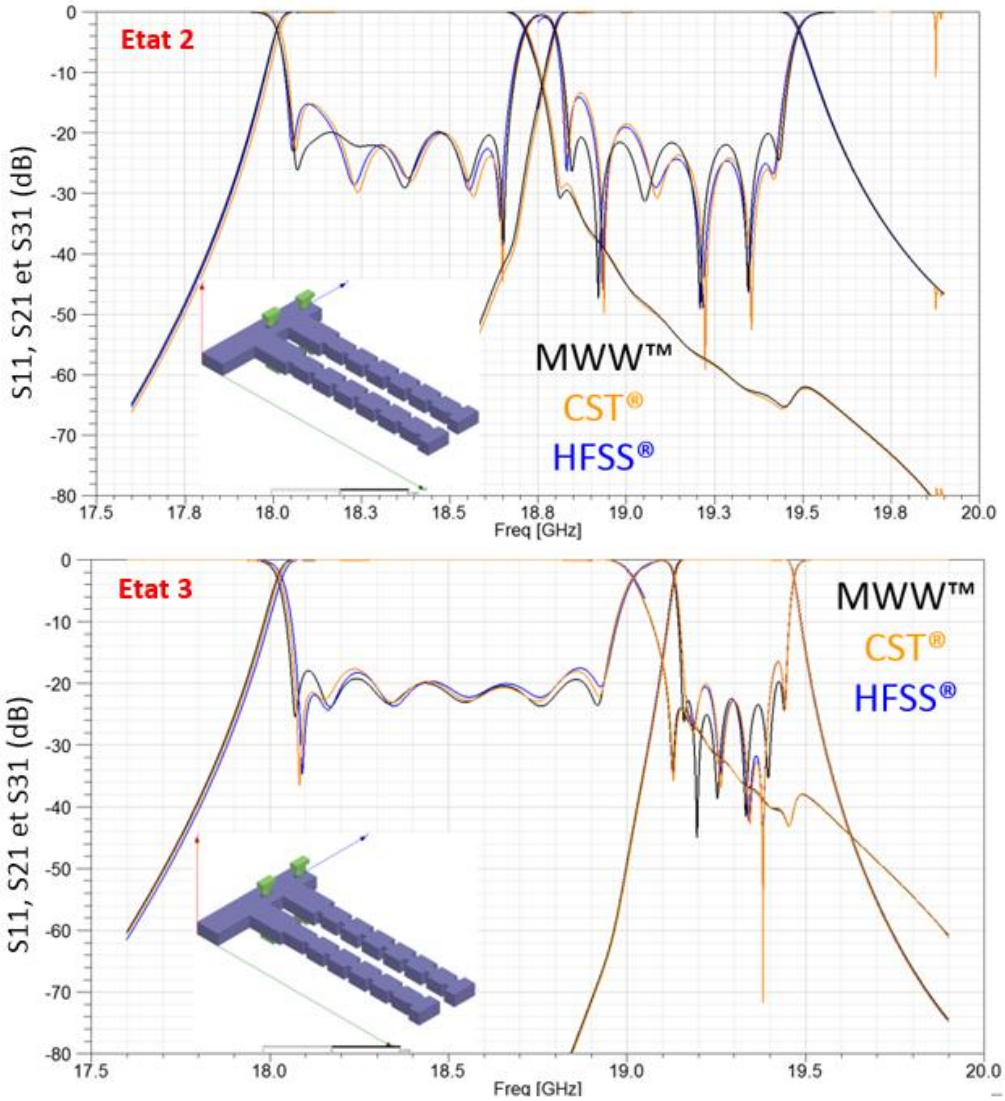


Figure 110 : Courbes des paramètres S en dB après optimisation pour les trois états de la simulation du multiplexeur avec le manifold déphaseur pour les différents logiciels de simulation : MWW™ en noir, CST® en orange et HFSS® en bleu

A partir de ces résultats, la prochaine étape va être de concevoir une maquette de multiplexeur pouvant réaliser ces performances. Dans la prochaine sous-partie de ce chapitre, le détail de la conception de ce prototype sera donné pour l'ensemble des pièces qui seront fabriquées.

4-4 Design et études pour le maquettage

Pour passer de la simulation 3D du multiplexeur au maquettage proprement dit, il faut réussir à transformer les pièces qui ne sont pour le moment que des négatifs (correspondant à l'espace interne des pièces vu par les champs EM) vers des composants faits de matière qui vont contenir la voie radiofréquence. Pour un objet simple, un guide par exemple, cet exercice n'est pas très complexe : il faut ajouter une couche suffisante de matière (supérieure à quelques épaisseurs de peau pour des contraintes électromagnétiques, de l'ordre de 3 mm généralement pour des contraintes mécaniques) autour du négatif déjà existant et ajouter les brides de connexion correspondant au guide d'onde utilisé (WR51 à 19 GHz).

Dans le but de pouvoir effectuer une comparaison des technologies de fabrication, la maquette a été faite par deux techniques différentes. La première est la fabrication classique par usinage dans de l'aluminium, ce dernier étant un matériau facile à usiner, léger et bon marché. Cette première maquette a été fabriquée par l'équipe technique de l'atelier de notre laboratoire. La seconde est l'impression 3D plastique ; La métallisation des pièces ayant été effectuée par un procédé de dépôt autocatalytique en cuivre et fait par la société Swissto12®. Pour présenter la conception de ces prototypes, ces systèmes seront d'abord montrés dans leur ensemble puis chaque élément sera détaillé seul.

Des moteurs en translation sont prévus pour venir translater les perturbateurs diélectriques. Ils serviront deux objectifs : assurer une reproductibilité des mouvements des perturbateurs et garantir la précision de leur positionnement. L'algorithme servant à les contrôler n'étant pas encore au point à l'écriture de ce chapitre, aucune mesure les utilisant ne sera présentée ici.

4-4-1 Le prototype dans son ensemble

Sur la Figure 111, une vue globale du système est présentée. Il est composé du manifold, des filtres, des transitions, des perturbateurs diélectriques, des moteurs, des manchons et d'une plaque de soutien. Les vis et les plots de centrage servent à l'assemblage des pièces entre elles : les vis pour maintenir le contact et les plots pour faire l'alignement.

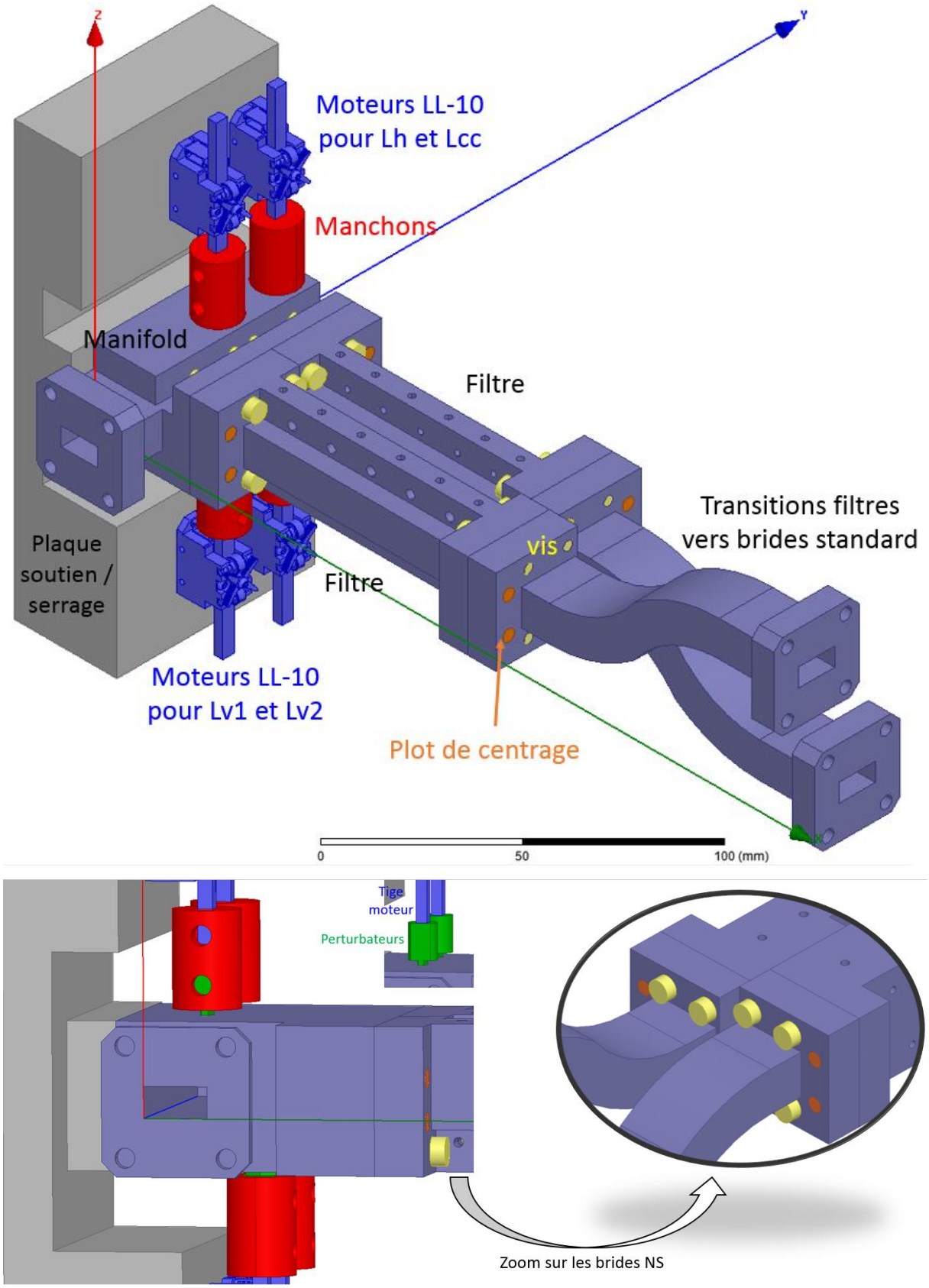


Figure 111 : Schéma global de la maquette du multiplexeur accordable à deux canaux (en haut) et zoom sur le manifold et les brides non-standards NS (en bas)

La maquette vue sur la Figure 111 ci-dessus correspond à celle en aluminium. L'autre version en plastique est exactement la même hormis en ce qui concerne les filtres. La différence sera détaillée dans la sous-partie concernant les filtres. Il pourrait être envisagé lorsque nous disposerons de filtres accordables de réaliser une structure plastique monobloc, ce qui est un avantage des réalisations plastiques 3D ; ce n'est pas le cas de notre maquette actuelle, et il se posera alors le problème de la maitrise de la métallisation interne des pièces. Du fait de la trop grande proximité des deux sorties du manifold vers les filtres, il n'a pas été possible d'y mettre des brides standards WR51.

Pour cette raison, une bride non-standard (NS pour la suite) a été conçue, dans laquelle on a adjoint quatre vis de serrage et deux plots de centrage, de manière à assurer le meilleur contact possible. De la même façon, le problème est identique en sortie des filtres. Des transitions en guides d'onde permettant de passer des brides NS en sortie des filtres vers des brides standards pour effectuer la mesure ont aussi été conçues. Elles assurent un décalage vertical suffisant, une vers le haut et l'autre vers le bas, pour avoir la place de mettre des brides standards.

4-4-2 Le manifold

Cette pièce est faite à l'identique pour les deux maquettes. L'entrée du manifold (port 1 sur la Figure 112) est en bride standard, la problématique de la place n'existant pas ici. Les ports 2 et 3 sont eux en brides NS, comme détaillé plus tôt. Les emplacements pour les perturbateurs diélectriques, correspondant à des zones évidées de forme hexagonale, sont repérés par des ellipses vertes. La rainure d'évidement, repérée par une flèche orange sur les schémas, sert à pouvoir insérer des écrous et à les serrer pour les brides NS, elle n'a aucune autre fonction.

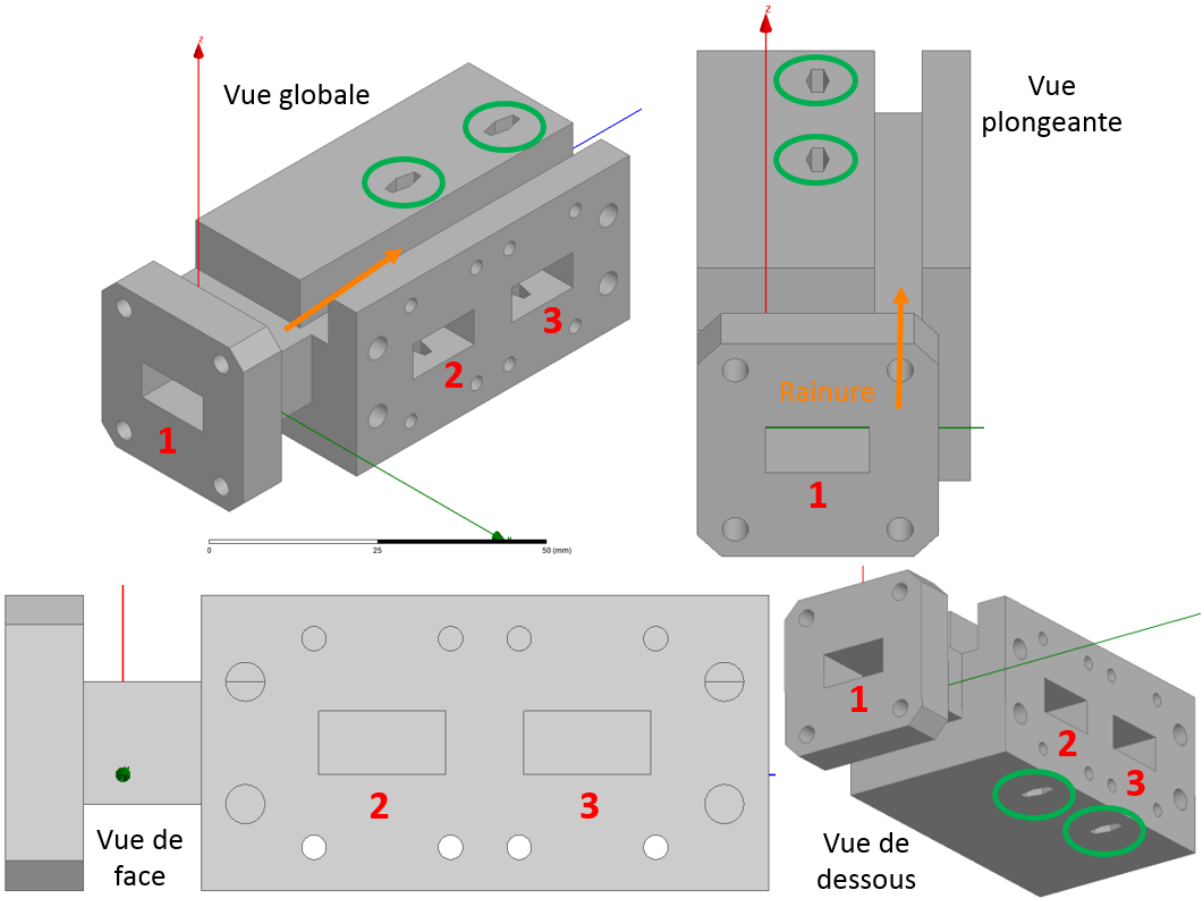


Figure 112 : Schémas des différentes vues du manifold pour la maquette du multiplexeur accordable

4-4-3 Les filtres

Les filtres sont différents selon s'ils sont prévus pour être fabriqués en aluminium ou en plastique. En plastique, grâce à la technologie d'impression 3D, les filtres sont monoblocs. En revanche, les filtres aluminium sont en deux coques qui se complétent pour former un tout, la technique de fabrication en usinage ne permettant pas de les faire en une seule partie.

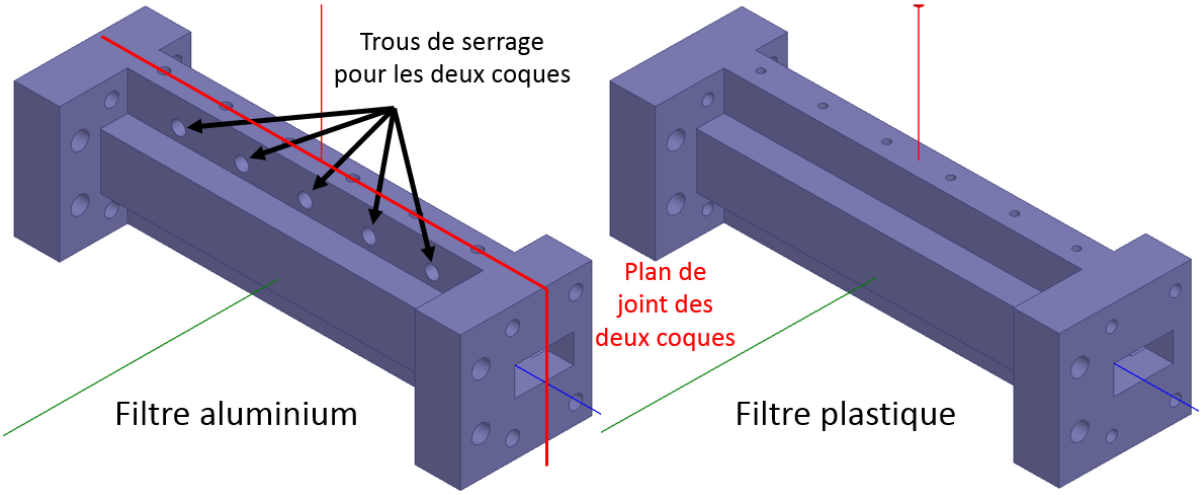


Figure 113 : Schémas des filtres en aluminium et en plastique pour la maquette du multiplexeur accordable

D'autres trous, qui serviront pour les vis de réglage des filtres, sont visibles sur le dessus et le dessous des filtres. Il y en a treize au total par filtre : 6 pour les résonateurs et 7 pour les iris, les filtres utilisés étant des six pôles. A l'intérieur des filtres en aluminium (visibles sur la Figure 114), des poches d'évidement autour de l'emplacement de chaque vis de serrage ont été ajoutées afin d'améliorer le contact entre les deux coques de la pièce. De plus, des congés ont été faits dans les angles de chaque cavité afin de prendre en considération ce qui est réellement fabriqué, la technique de fraisage utilisée ne pouvant pas créer des arêtes vives.

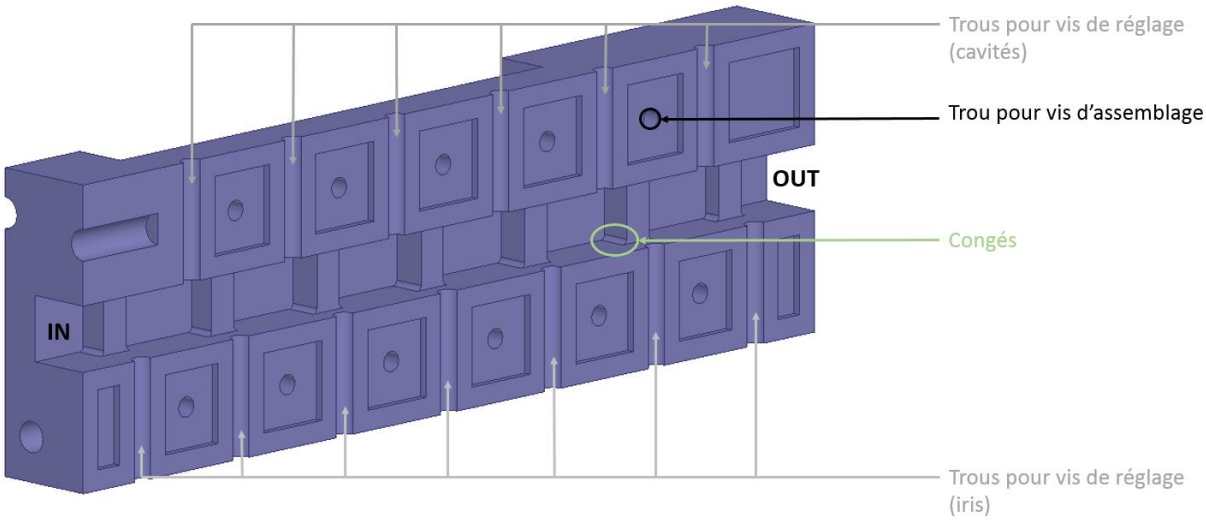


Figure 114 : Schéma d'une coque de filtre en aluminium avec les trous pour les vis d'assemblage et de réglage et les congés dans les cavités

Les filtres en plastique ne comportent pas les poches d'évidement, étant donné qu'ils ne nécessitent pas de vis d'assemblage car ils sont monoblocs. De plus, ils n'ont pas non plus de congé, la technique d'impression 3D étant capable de faire des arêtes à angle droit. Pour les vis de réglage, ce sont les même que les filtres aluminium et elles sont placées de la même manière.

4-4-4 Les transitions

Ces pièces permettent le passage des brides NS vers des brides standards qui serviront pour la mesure, elles sont identiques pour les deux maquettes. Simple rallongement de longueur en guide d'onde, le but de ces composants est de décaler suffisamment la sortie des filtres pour utiliser des brides standards WR51. Contrairement aux guides d'onde entre les tés du manifold et les filtres (Lv1 et Lv2 pour rappel) dont la longueur doit être très courte et très précise, les longueurs de ces transitions n'ont aucune conséquence sur le fonctionnement du multiplexeur, du fait qu'ils sont après les filtres, ils déphasent simplement les paramètres de transmission (aux pertes rajoutées près, qui sont faibles).

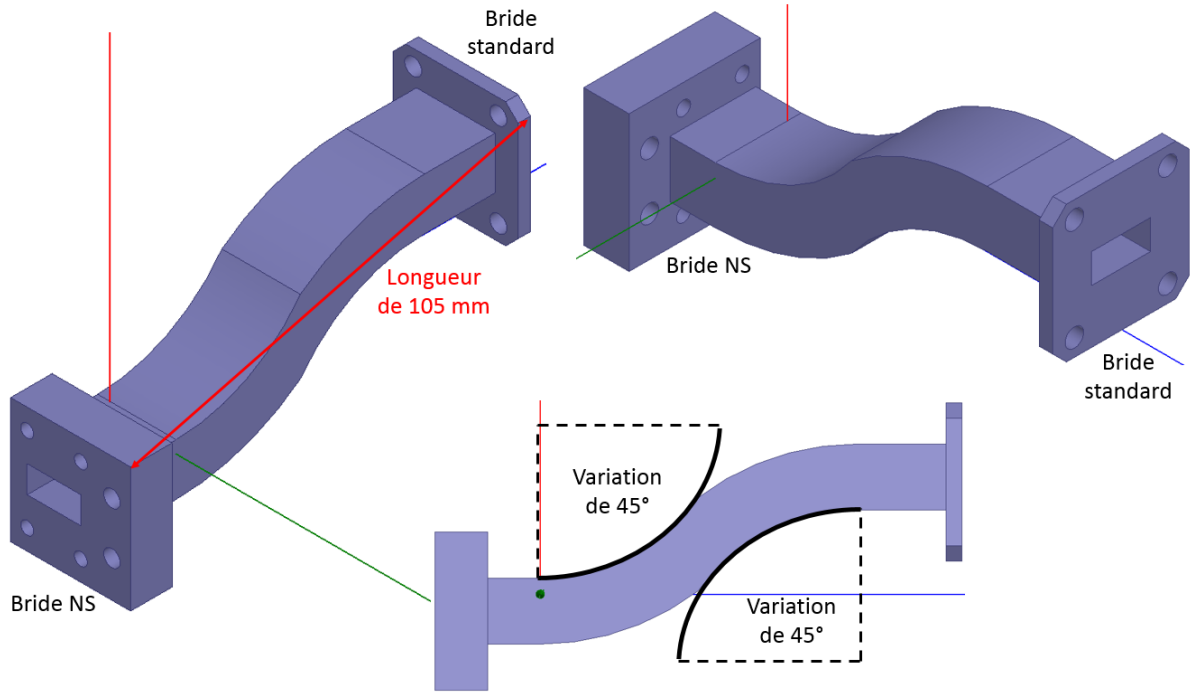


Figure 115 : Schémas des transitions des brides NS vers des brides standards WR51 pour la maquette du multiplexeur accordable

4-4-5 Plaque de soutien, manchons et moteurs

Pour actionner les perturbateurs, les moteurs sont placés sur une plaque de soutien qui permet à la fois de situer verticalement les moteurs par rapport au manifold, mais aussi pour tenir ce dernier ; ainsi, on peut mesurer la maquette verticalement.

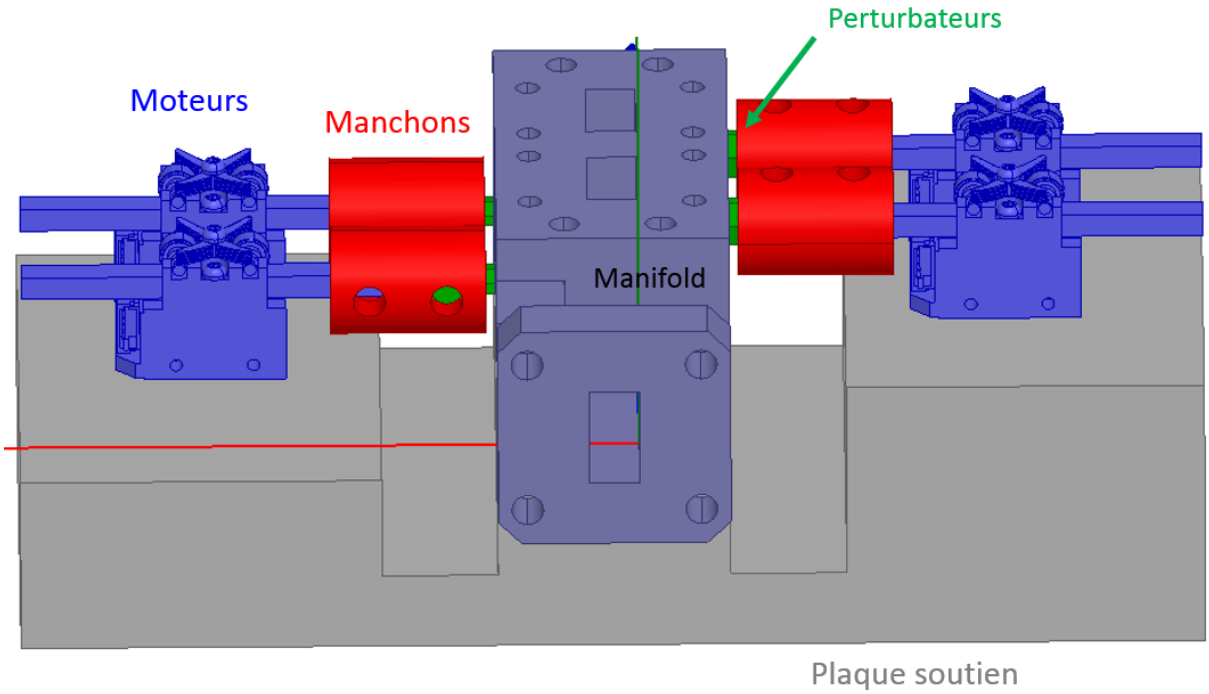


Figure 116 : Schéma de la plaque de soutien avec les moteurs, les manchons, les perturbateurs et le manifold de la maquette du multiplexeur accordable

Les manchons font le lien entre les moteurs et les perturbateurs, ils permettent de tenir les deux de façon solidaire et donc de faire suivre le mouvement des moteurs sur les perturbateurs. Pour les maquettes, ces pièces seront faites en nylon, un plastique souple permettant de ne pas abîmer les pièces.

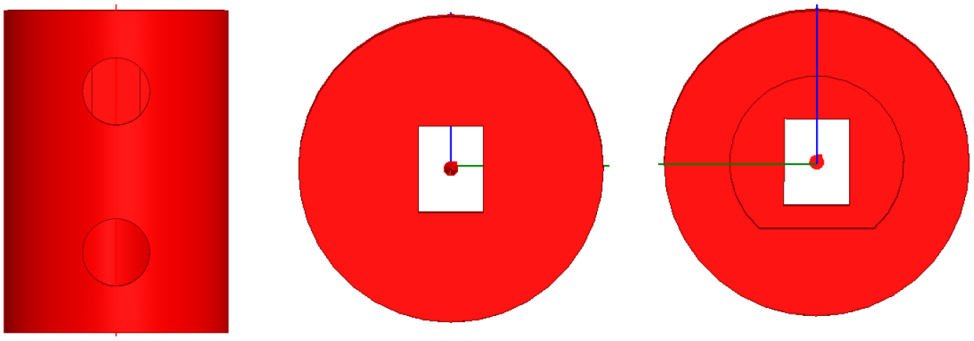


Figure 117 : Schémas des manchons servant de lien solidaire entre les moteurs et les perturbateurs diélectriques

Enfin, les moteurs ont été approvisionnés auprès de la société Faulhaber dont la référence est « Piezo LEGS® Linear 6N » [3]. Le choix s'est porté sur ces moteurs pour les critères suivants :

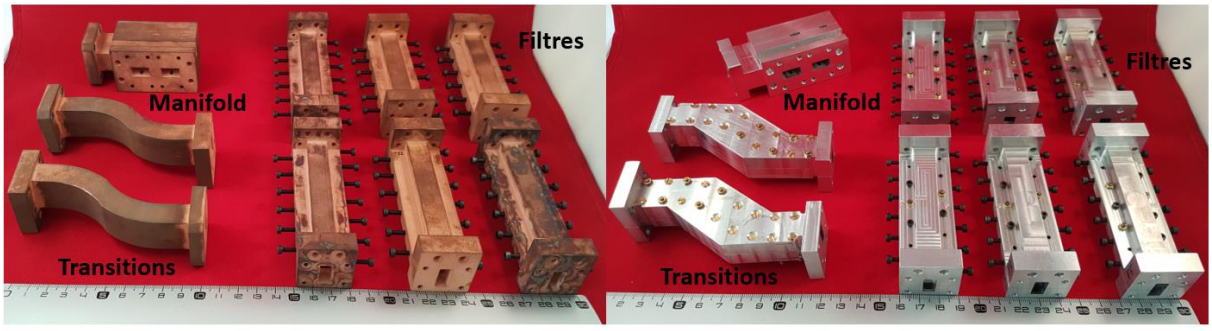
- Taille du moteur : l'accord nécessitant quatre moteurs devant être disposés sur le manifold, cela limite drastiquement la taille maximale que le moteur peut atteindre
- Course de la translation : il faut que celle-ci soit supérieure au déplacement maximum nécessaire des perturbateurs dans le manifold (environ 1,3 mm)

- Précision : une étude rapide de sensibilité a été menée en simulation pour déterminer quelle variation est possible sur l'enfoncement d'un perturbateur pour obtenir un déphasage limité à 1° en transmission (valeur ne dégradant que peu la réponse électrique) et un compromis d'environ 50 µm a été retenu ; la précision de ce type de moteurs est donc bien largement suffisante pour le besoin.

Maintenant que l'ensemble des pièces des deux maquettes a été présenté, la sous-partie suivante va détailler les résultats des mesures qui ont été effectuées sur celles-ci.

4-5 Mesures et résultats des maquettes de multiplexeur

Afin de présenter au mieux les différents résultats de chaque type de composants des deux prototypes, ceux-ci vont être classés dans plusieurs sous-parties. Les résultats des multiplexeurs complets feront l'objet de la dernière sous-partie. Pour rappel, deux maquettes distinctes ont été fabriquées : une qui a été usinée en aluminium à l'atelier du laboratoire et l'autre qui a été imprimée en 3D plastique puis métallisée en cuivre par la société Swissto12®.



Maquette plastique Maquette aluminium

Figure 118 : Photographies des deux maquettes du multiplexeur en plastique et en aluminium

La fabrication de la maquette plastique ayant été sous-traitée à une société, il a simplement fallu attendre le délai de livraison de celle-ci pour obtenir les pièces (environ 6 semaines), une fois le design terminé.

Pour la maquette aluminium, le processus de fabrication est différent. Fruit d'un échange permanent avec l'équipe technique de l'atelier, chaque détail de la conception des pièces a été réfléchi pour s'assurer de respecter deux points précis tout en laissant inchangée

les voies radiofréquences : simplifier au maximum la fabrication et prévoir l'assemblage des pièces entre elles.

Une remarque doit être apportée sur la pièce manifold en aluminium : vu sa géométrie complexe et la précision nécessaire, celle-ci n'a pas pu être faite en une seule partie. Le choix a été le suivant : soit l'utilisation complète de la technique de fraisage en faisant le manifold en quatre parties (découpage en suivant le plan E de chaque guide d'onde), soit l'utilisation de la technique d'électroérosion en plus du fraisage en ne faisant le manifold qu'en deux parties (découpage dans le plan E du guide d'onde d'entrée).

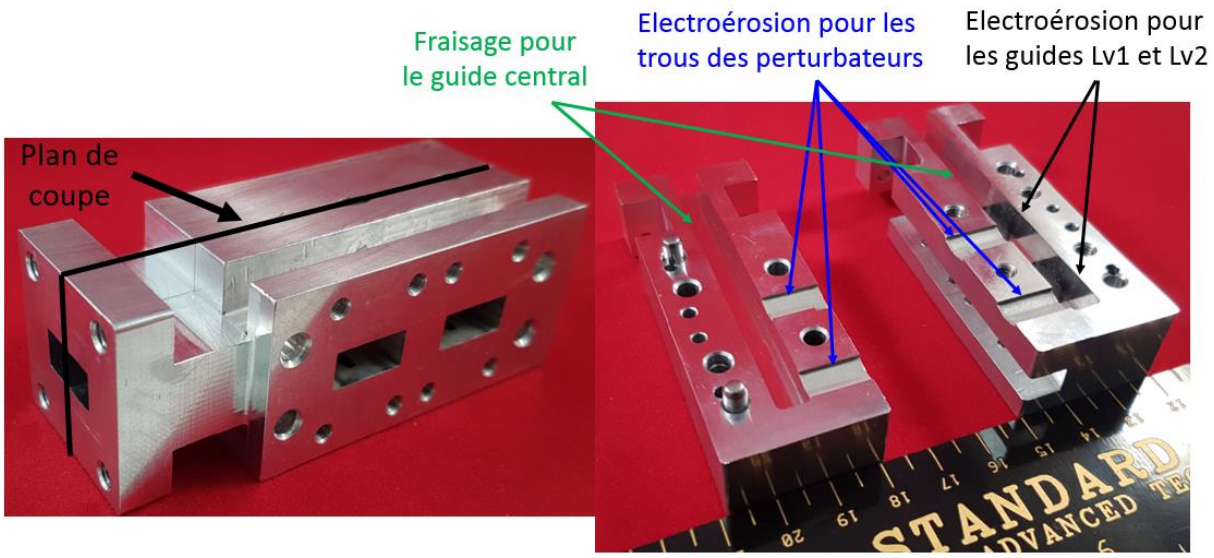


Figure 119 : Vues de la pièce manifold en aluminium avec le plan de coupe dans le plan E du guide d'onde central et les techniques d'usinage utilisées

4-5-1 Le manifold

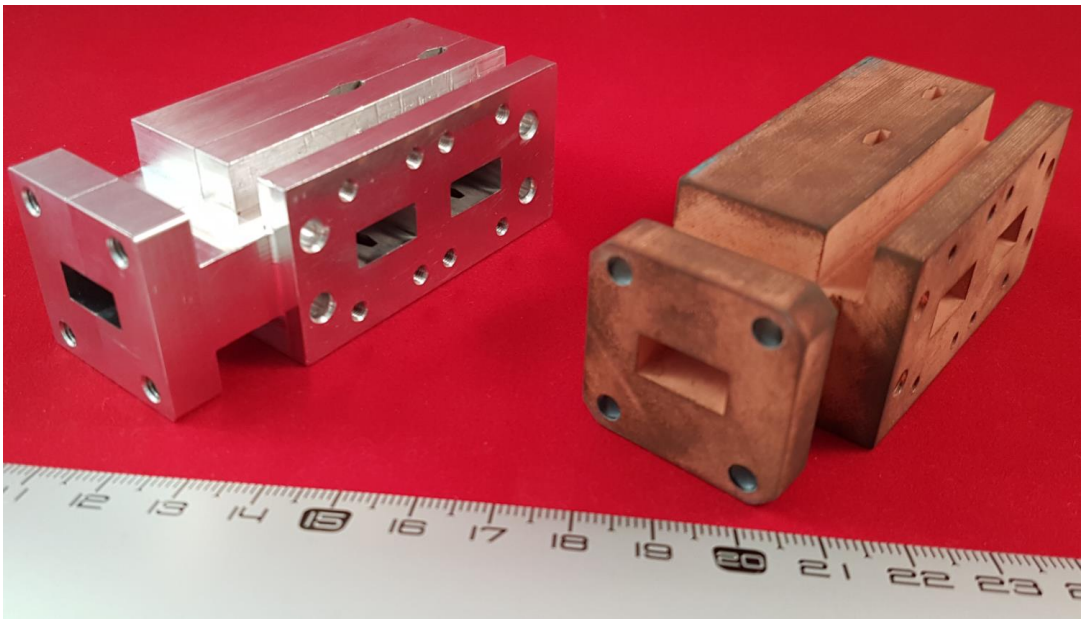


Figure 120 : Photographie des deux manifolds fabriqués en aluminium et plastique

Les mesures des deux manifolds ont été effectuées respectivement avec leurs transitions, la mesure directe sans transition n'étant pas possible à cause des sorties du manifold vers les filtres en brides non-standards, il est donc nécessaire d'utiliser les transitions NS vers WR51 qui ne modifient pas la réponse en fréquence (en module) que l'on souhaite mesurer.

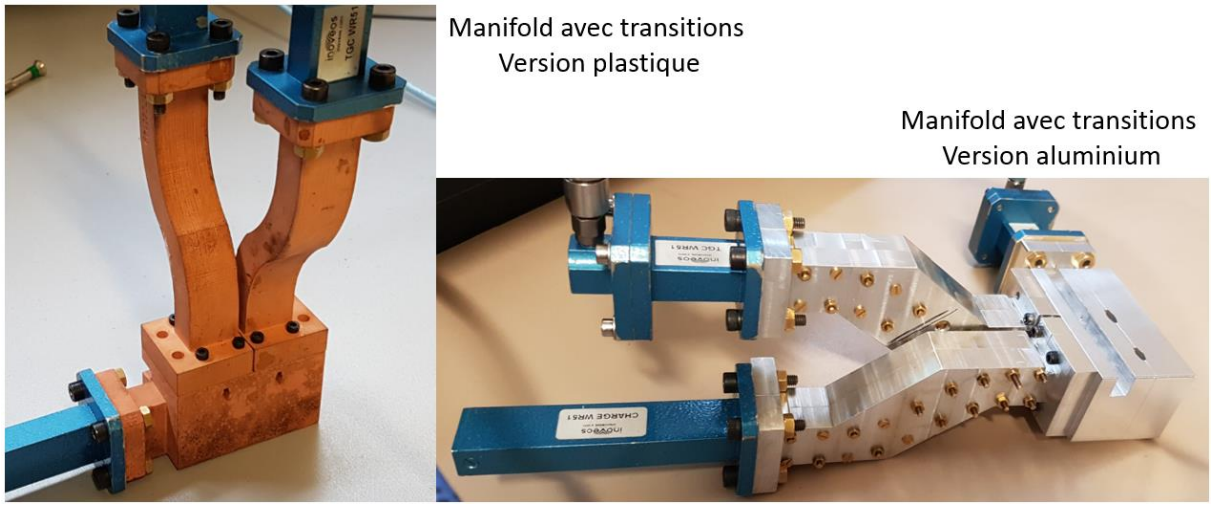


Figure 121 : Mesures des deux types de manifold avec leurs transitions

La mesure de chaque transmission entre l'entrée du manifold et les sorties vers les filtres est faite en mesure 2 ports avec la troisième sortie adaptée par une charge en guide d'onde. Comme on peut le voir sur le graphique de la Figure 122, les mesures sont en bon accord avec la simulation.

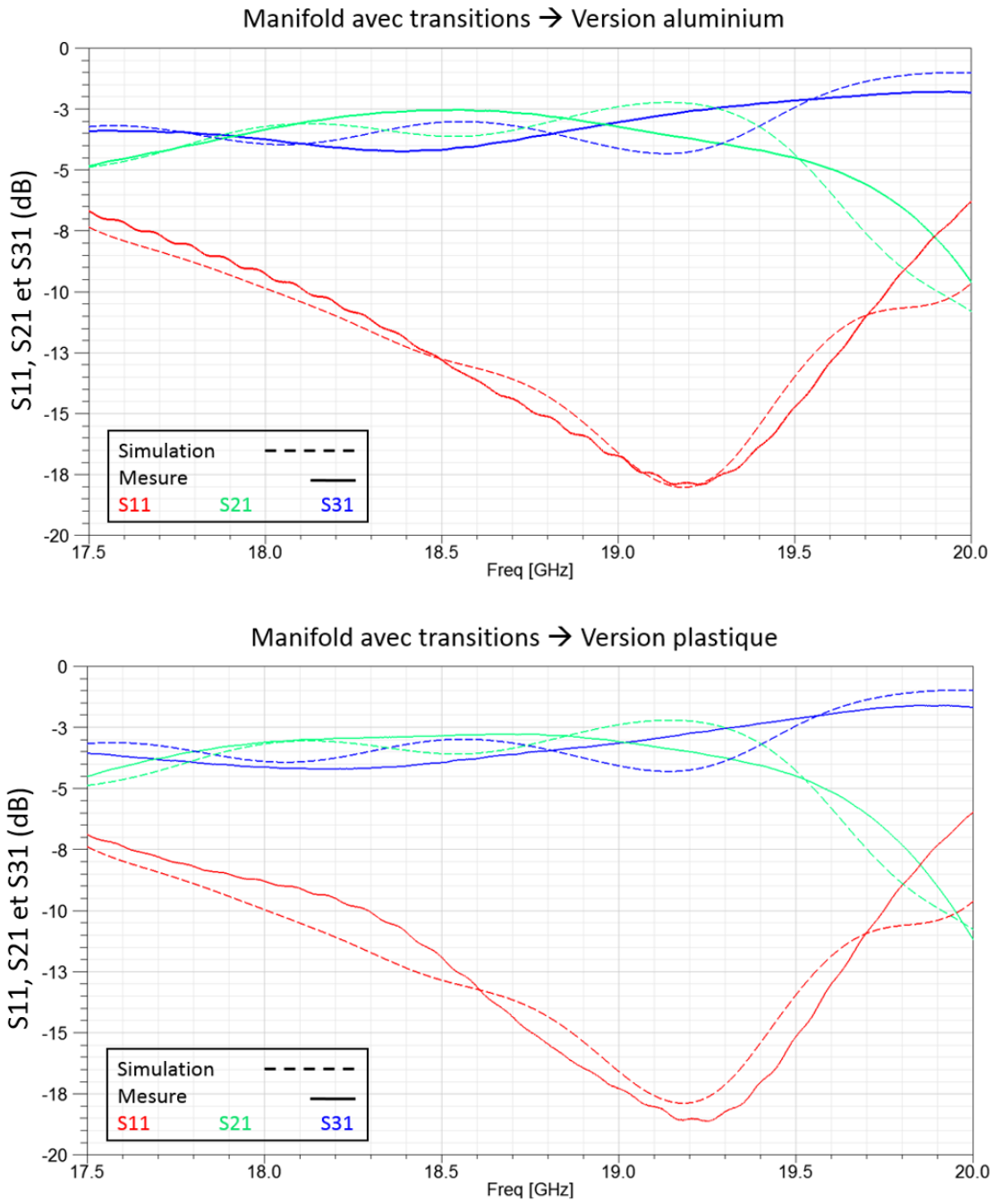


Figure 122 : Comparaison entre la simulation et la mesure des courbes des paramètres S en dB des manifolds en aluminium (en haut) et en plastique (en bas)

4-5-2 Les filtres

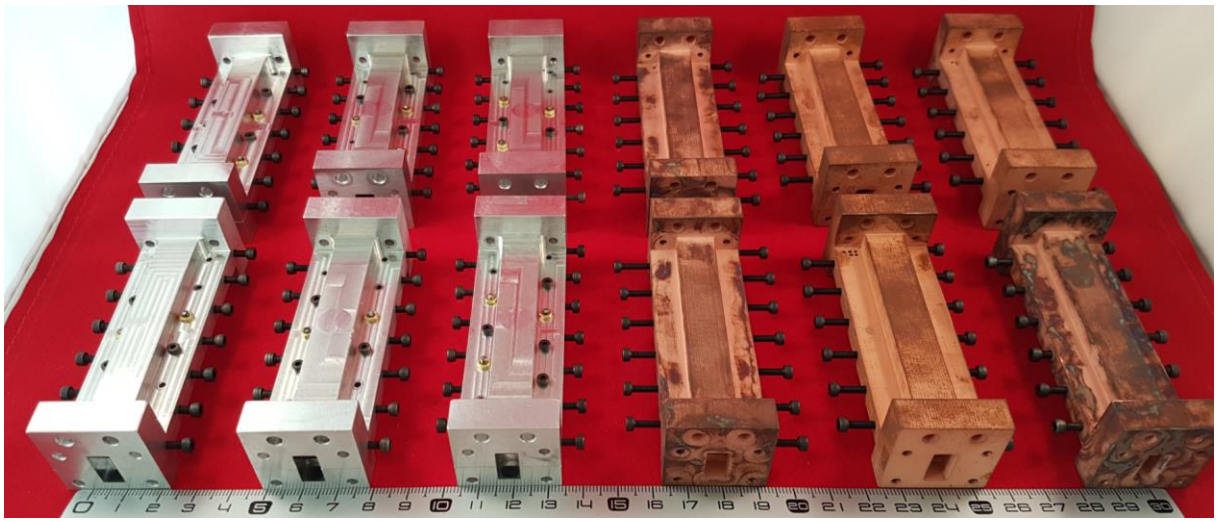
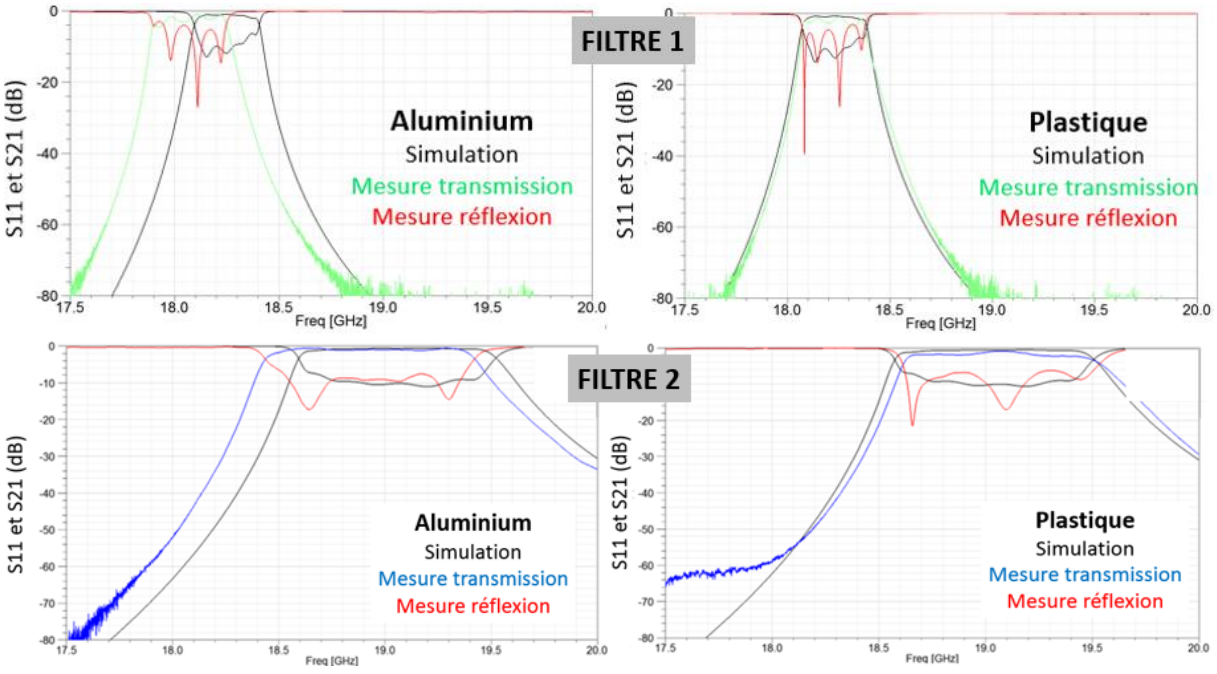


Figure 123 : Photographie de l'ensemble des filtres fabriqués en aluminium et en plastique

Les filtres aussi ont été mesurés avec une transition à chaque port. Etant donné le nombre important de pièces, ceux-ci vont être présentés par paire (aluminium et plastique) en comparant à chaque fois avec la simulation. Les mesures reportées ici sont celles des pièces brutes sans réglage. Ces filtres ont été conçus pour fonctionner lorsqu'ils sont intégrés dans le multiplexeur, alors que pour ces mesures ils sont adaptés à leurs accès : il est ainsi normal que ces réponses ne respectent pas un gabarit de filtrage classique. Ces mesures permettent néanmoins de traduire la capacité d'une technologie à réaliser ces composants, dont la sensibilité aux dimensions est importante et augmente lorsque la bande passante relative diminue.



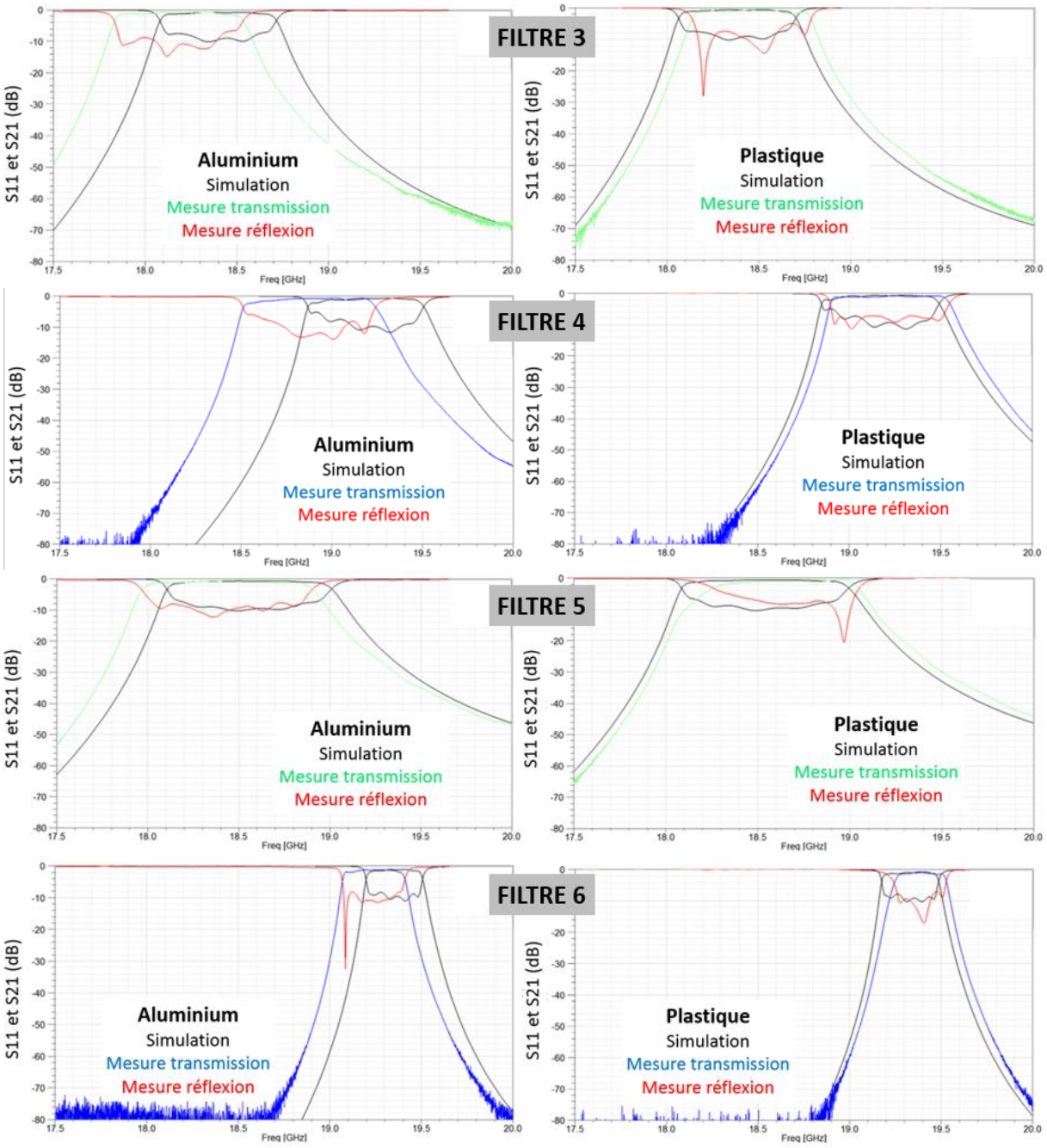


Figure 124 : Comparaison entre la simulation et la mesure des courbes des paramètres S en dB de tous les filtres bruts : 6 pour la maquette en aluminium (à gauche) et 6 pour la maquette en plastique (à droite)

On constate rapidement que les filtres en plastique sont moins décalés en fréquence centrale par rapport à la simulation que les filtres en aluminium. Un schéma représentant l'ensemble des filtres sur une frise de décalages en fréquence permet d'en juger plus facilement. Les filtres en aluminium sont tous à peu près situés entre -300 et -100 MHz de décalage et les filtres plastiques entre 0 et +100 MHz.

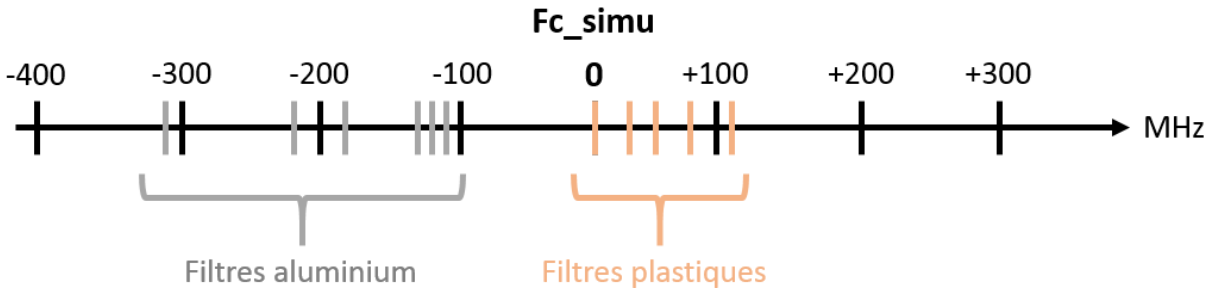


Figure 125 : Schéma représentatif des fréquences centrales mesurées de tous les filtres par rapport aux fréquences centrales de simulation

Le décalage vers le bas des fréquences centrales des filtres en aluminium traduit la réalisation de cavités trop grandes, au contraire des filtres en plastique.

Le Tableau 15 suivant détaille l'ensemble des valeurs des fréquences centrales, bandes passantes, pertes d'insertion et facteur de qualité à vide estimé pour tous les filtres. Il est à noter que les valeurs de facteur de qualité à vide estimées (repérés par une *) proviennent d'une extraction de paramètres S traitée par le logiciel Felo et ne sont qu'indicatifs. Extraire une valeur fiable de Q_0 sur des filtres non réglés est en effet délicat, en particulier à partir de mesures (repérées par un X). Les résultats en termes de pertes d'insertion mesurées sont de façon globale meilleurs sur les filtres en plastique que sur les filtres en aluminium (sauf pour le filtre 2).

		Aluminium		**Plastique**	
		Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
Filtre 1	Fc (GHz)	18,25	18,07	18,23	18,23
	Bande Passante (MHz)	310	361	316	311
	Pertes d'insertions (dB)	1,01	0,98	0,75	1,00
	Q_0 estimé	3200* +/- 200	X	4800* +/- 300	X
Filtre 2	Fc (GHz)	19,06	18,93	19,04	19,07
	Bande Passante (MHz)	929	985	933	923
	Pertes d'insertions (dB)	0,61	0,57	0,57	0,93
	Q_0 estimé	3400* +/- 400	X	3600* +/- 1300	X
Filtre 3	Fc (GHz)	18,40	18,18	18,38	18,46
	Bande Passante (MHz)	634	701	639	646
	Pertes d'insertions (dB)	0,81	0,76	0,69	0,42
	Q_0 estimé	5100* +/- 1800	X	5100* +/- 300	X

Filtre 4	Fc (GHz)	19,19	18,88	19,17	19,22
	Bande Passante (MHz)	639	731	643	651
	Pertes d'insertions (dB)	0,70	0,78	0,60	0,73
	Q_0 estimé	1700* +/- 200	X	2000* +/- 200	X
Filtre 5	Fc (GHz)	18,56	18,44	18,54	18,65
	Bande Passante (MHz)	902	936	908	794
	Pertes d'insertions (dB)	0,69	0,72	0,60	0,33
	Q_0 estimé	6000* +/- 3700	X	2900*	X
Filtre 6	Fc (GHz)	19,35	19,24	19,33	19,38
	Bande Passante (MHz)	309	342	312	285
	Pertes d'insertions (dB)	1,17	1,24	0,98	0,78
	Q_0 estimé	3500* +/- 200	X	5000* +/- 300	X

Tableau 15 : Récapitulatif des mesures des douze filtres passe-bandes seuls

4-5-3 Les transitions

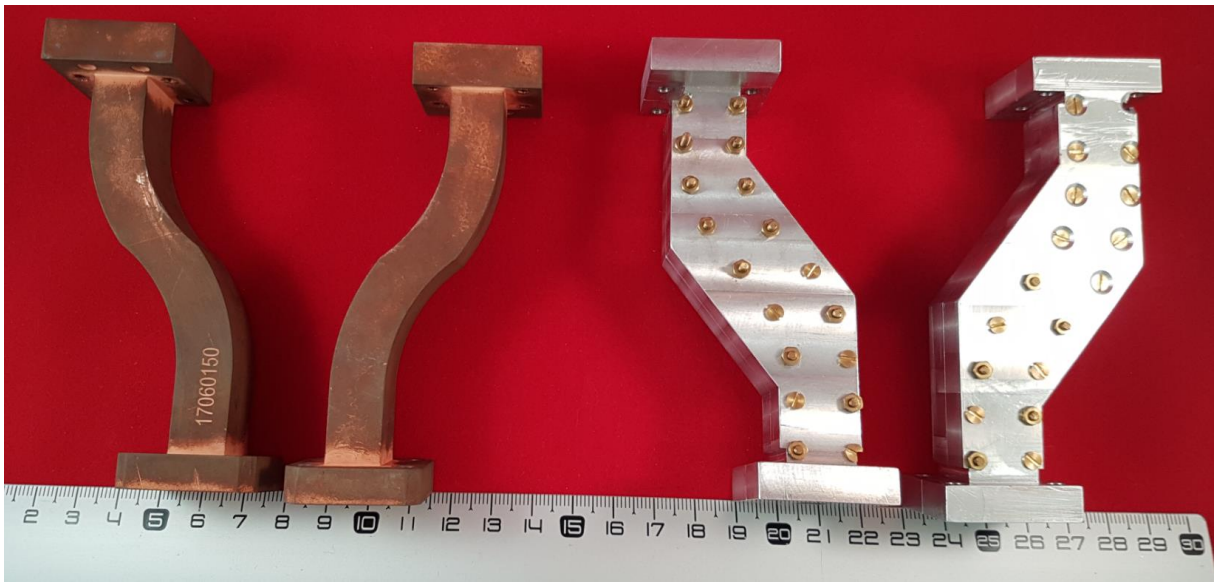


Figure 126 : Photographie de l'ensemble des transitions en plastique et en aluminium

Pour des raisons pratiques de brides de connexion, les transitions ne sont mesurées que par deux, connectées tête-bêches (Figures 126 et 127). Les simulations sont effectuées avec des

valeurs de conductivités équivalentes de 18 S/µm pour l'aluminium (valeur issue de mesures à 20 GHz [4]) et de 38 S/µm pour le cuivre du plastique (valeur transmise par la société Swissto12® pour cette fréquence). Si on effectue une extraction des valeurs de transmission de ces transitions pour en déduire des niveaux de conductivité équivalente par une méthode analytique, les résultats obtenus ne sont pas suffisamment précis pour en tirer une conclusion. Par exemple pour l'aluminium, pour la fréquence de 18,5 GHz, la valeur de conductivité équivalente extraite est de 17,5 S/µm. Mais si on modifie la valeur du niveau de transmission à cette fréquence de +/- 0,05 dB, on se retrouve avec des valeurs de conductivité comprises entre 7,3 et 85,8 S/µm. De telles incertitudes d'extraction empêchent de conclure sur la qualité de la conductivité équivalente par cette méthode.

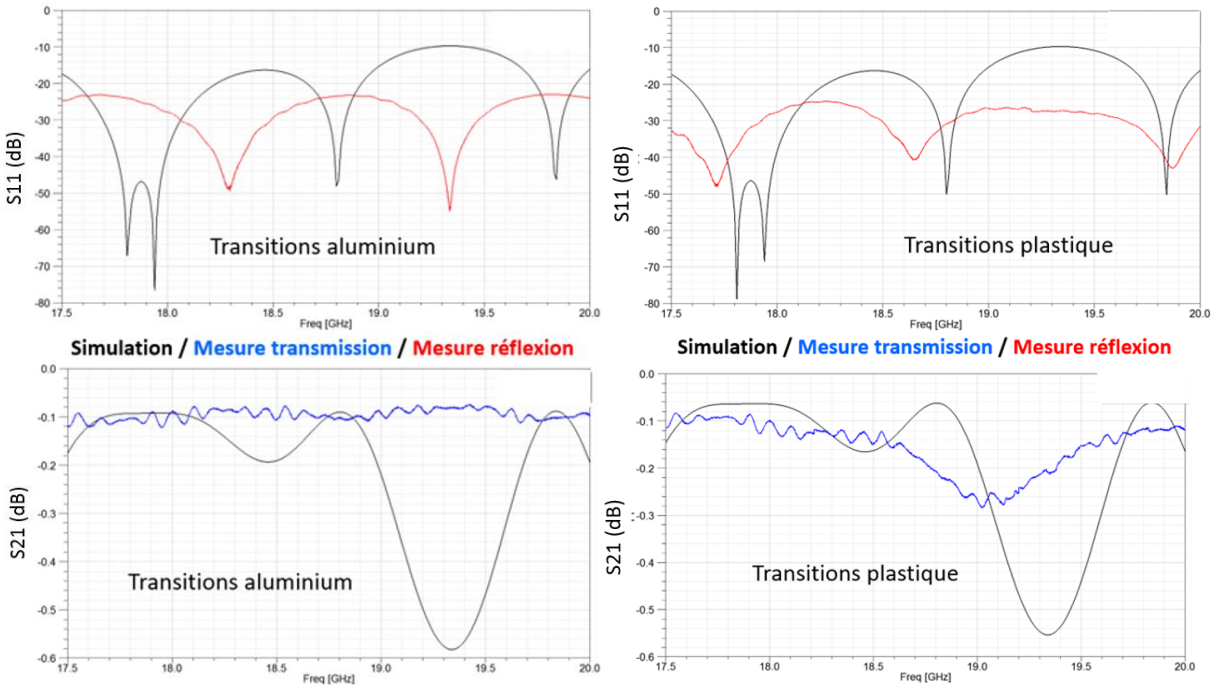


Figure 127 : Courbes des paramètres S en dB des deux transitions mesurées ensembles comparées à la simulation pour la version aluminium (en haut) et la version plastique (en bas)

On constate un bon accord entre les simulations et les mesures en prenant les valeurs de conductivité de 18 et 38 S/µm respectivement pour l'aluminium et le plastique. La légère diminution du niveau de transmission autour de 19 GHz pour les mesures des transitions en plastique doit provenir d'un problème de serrage.

4-5-4 Les multiplexeurs complets

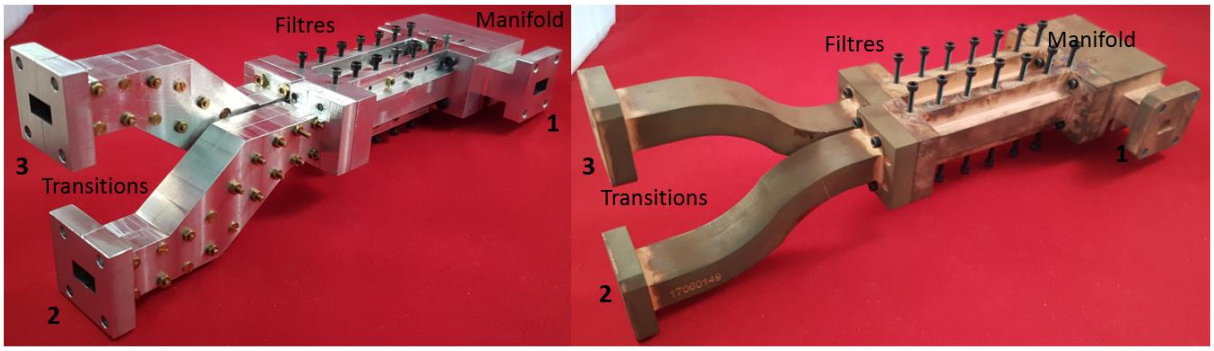


Figure 128 : Photographie des deux maquettes complètes de multiplexeur (aluminium et plastique)

Cette dernière sous-partie va présenter les résultats des maquettes montées en multiplexeur. Les maquettes sont constituées du manifold, de deux filtres et des deux transitions, ceci pour un état de réglage donné. Pour chaque changement d'état, il faut déconnecter les deux filtres en place et les remplacer par les deux autres correspondant à un autre état.

En ce qui concerne le principe de réglage du multiplexeur (les vis de réglage des filtres n'étant pas enfoncées et aucun perturbateur n'étant inséré dans le manifold à l'état initial), elle est décrite dans le schéma de la Figure 129 suivante.

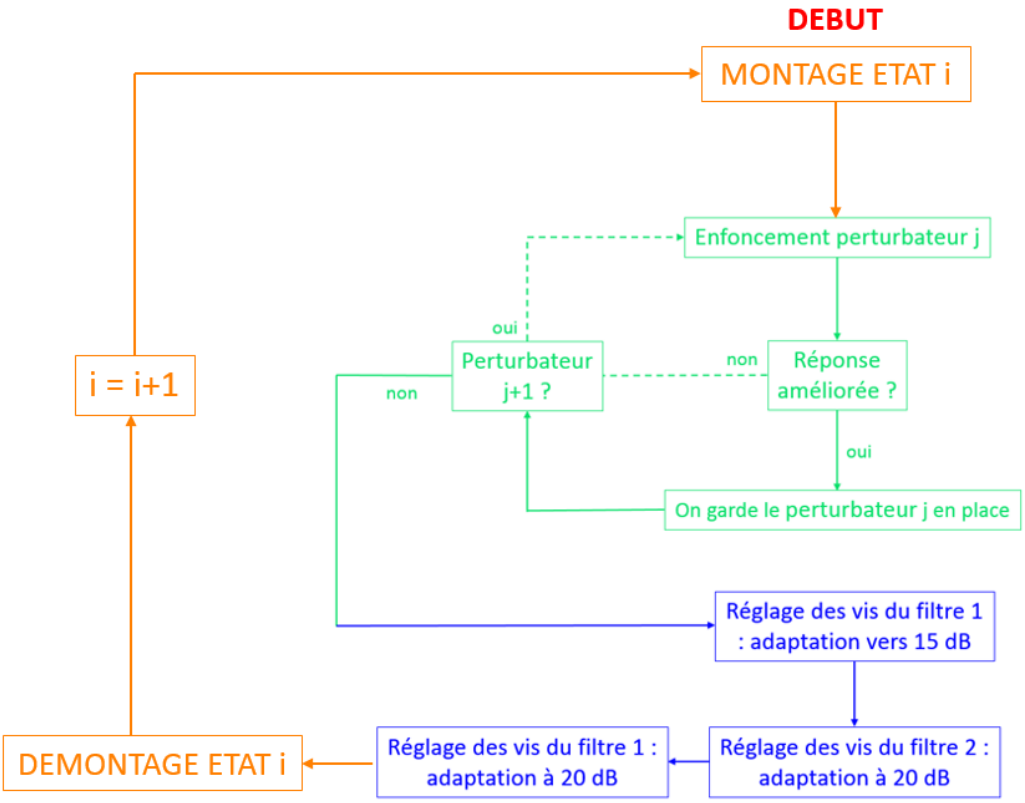
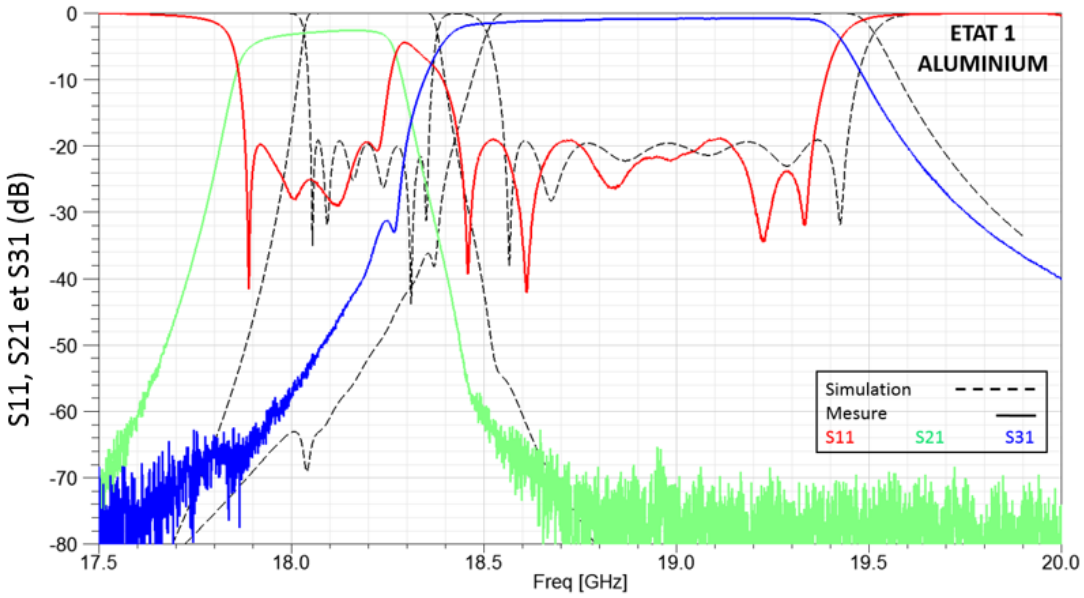


Figure 129 : Schéma de principe du réglage du multiplexeur avec en vert la partie déphaseurs, en bleu la partie filtres et en orange la partie multiplexeur

Il est à noter que l'ordre dans lequel on choisit les perturbateurs peut être optimisé. Ces derniers n'ayant pas les mêmes effets dans le manifold, un choix peut être fait pour améliorer le réglage. Les déphaseurs Lh et Lcc ont un effet au premier ordre sur l'ensemble de la réponse du multiplexeur, alors que Lv1 et Lv2 ont un effet au premier ordre sur la réponse du filtre devant lequel ils ne sont pas connectés (filtre 2 pour Lv1 et filtre 1 pour Lv2) et au second ordre sur celui devant lequel ils se trouvent (filtre 1 pour Lv1 et filtre 2 pour Lv2). Il faut donc d'abord chercher à optimiser la réponse du multiplexeur avec les perturbateurs Lh et Lcc, puis ensuite avec ceux agissant sur Lv1 et Lv2.

En suivant ces principes, on arrive à obtenir le réglage des trois états du multiplexeur. Sachant que, une fois les filtres réglés, le seul changement entre deux états est l'enfoncement des perturbateurs (hormis la connexion des filtres). Le fait d'avoir rendu le manifold accordable grâce à ces guides d'onde déphaseurs permet l'accordabilité de la réponse globale du multiplexeur lui-même. Les courbes des réponses des états réglés sont présentées dans la Figure 130 suivante pour la maquette aluminium.



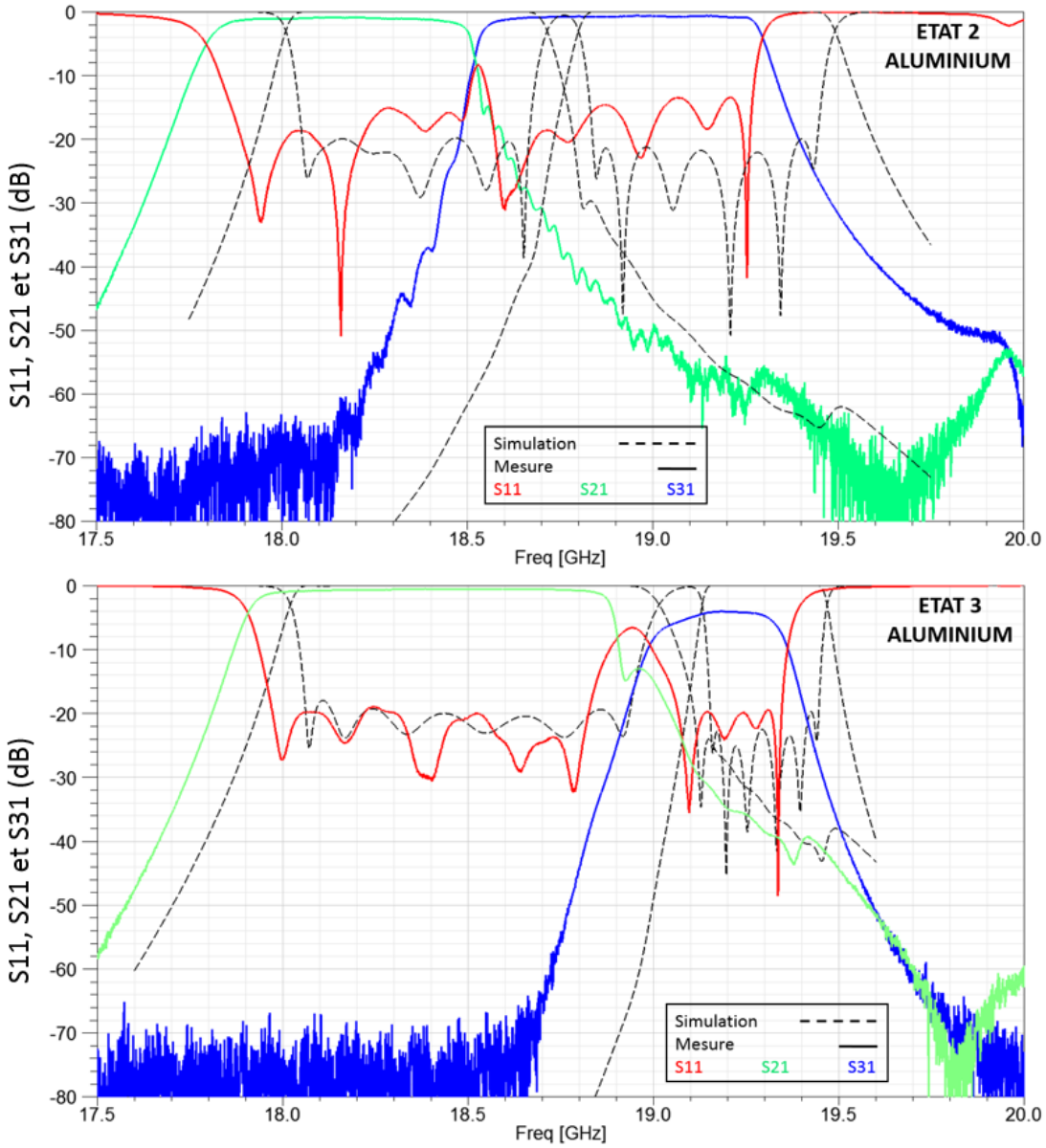


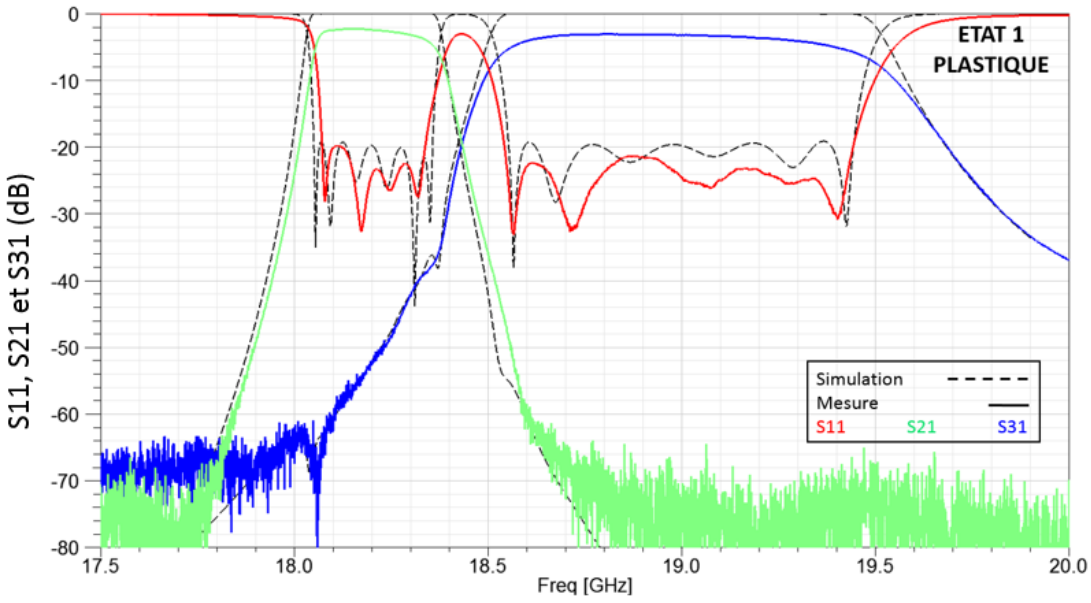
Figure 130 : Courbes mesurées des paramètres S en dB des trois états réglés du multiplexeur en version aluminium

Dans un premier temps, on remarque que l'état 2 de cette version aluminium du multiplexeur n'est pas adaptée à 20 dB. C'est le seul état (pour les deux maquettes) qui ne respecte pas le cahier des charges en ce qui concerne les niveaux d'adaptation. La raison de ce problème est le décalage en fréquence centrale des filtres : si les deux filtres sont décalés dans le même sens (vers les hautes fréquences, ou les basses), ou si le filtre de droite (en bleu) est décalé vers les hautes fréquences et le filtre gauche (en vert) vers les basses fréquences, cela ne pose pas de problème particulier au niveau du réglage des adaptations. En revanche, si les deux sont suffisamment décalés l'un vers l'autre, alors leur bande passante peuvent se recouvrir partiellement et empêcher un réglage correct. C'est le cas ici, et c'est la raison pour laquelle cet état n'a pas pu être adapté à 20 dB.

Les fréquences centrales des filtres sont décalées par rapport à la simulation. Ce décalage dans les résultats réglés du multiplexeur, dans tous les cas vers les basses fréquences, est la conséquence directe du décalage vers les basses fréquences des filtres bruts.

Enfin, les niveaux de pertes d'insertion des filtres réglés sont nettement plus importants que celles des filtres bruts, et ce ne sont pas les transitions ou le manifold qui peuvent expliquer cette détérioration. Ces pertes sont liées en grande partie à la présence des vis de réglage, des précautions pourraient probablement être prises (nature des vis, leur montage) pour limiter cet effet, et à plus faible part au manifold avec les déphaseurs comme le montrent les courbes de l'Annexe 4 où seuls les déphaseurs sont insérés dans le manifold.

La Figure 131 ci-dessous présente les résultats de réglage des trois états de la version plastique du multiplexeur. On retrouve des fréquences centrales plus proches de celles des simulations que pour les filtres en aluminium, et il n'y a pas de problème de recouvrement des bandes passantes de filtres. Cependant, les pertes d'insertion de l'ensemble des filtres sont généralement plus élevées. Dans ce cas, l'explication vient du fait que pour pouvoir insérer les vis de réglage, des taraudages ont dû être effectués dans le plastique, enlevant au passage un peu de la métallisation cuivre déposée. En insérant les vis métalliques, on cumule deux effets négatifs : les pertes liées à la présence des vis, et le fait qu'en dégradant le dépôt cuivre, le champ peut éventuellement voir des parties plastiques non métallisées et subir l'effet des pertes diélectriques de celui-ci. Un taraudage des trous des vis avant la métallisation cuivre aurait pu permettre de réduire les pertes engendrées de cette manière.



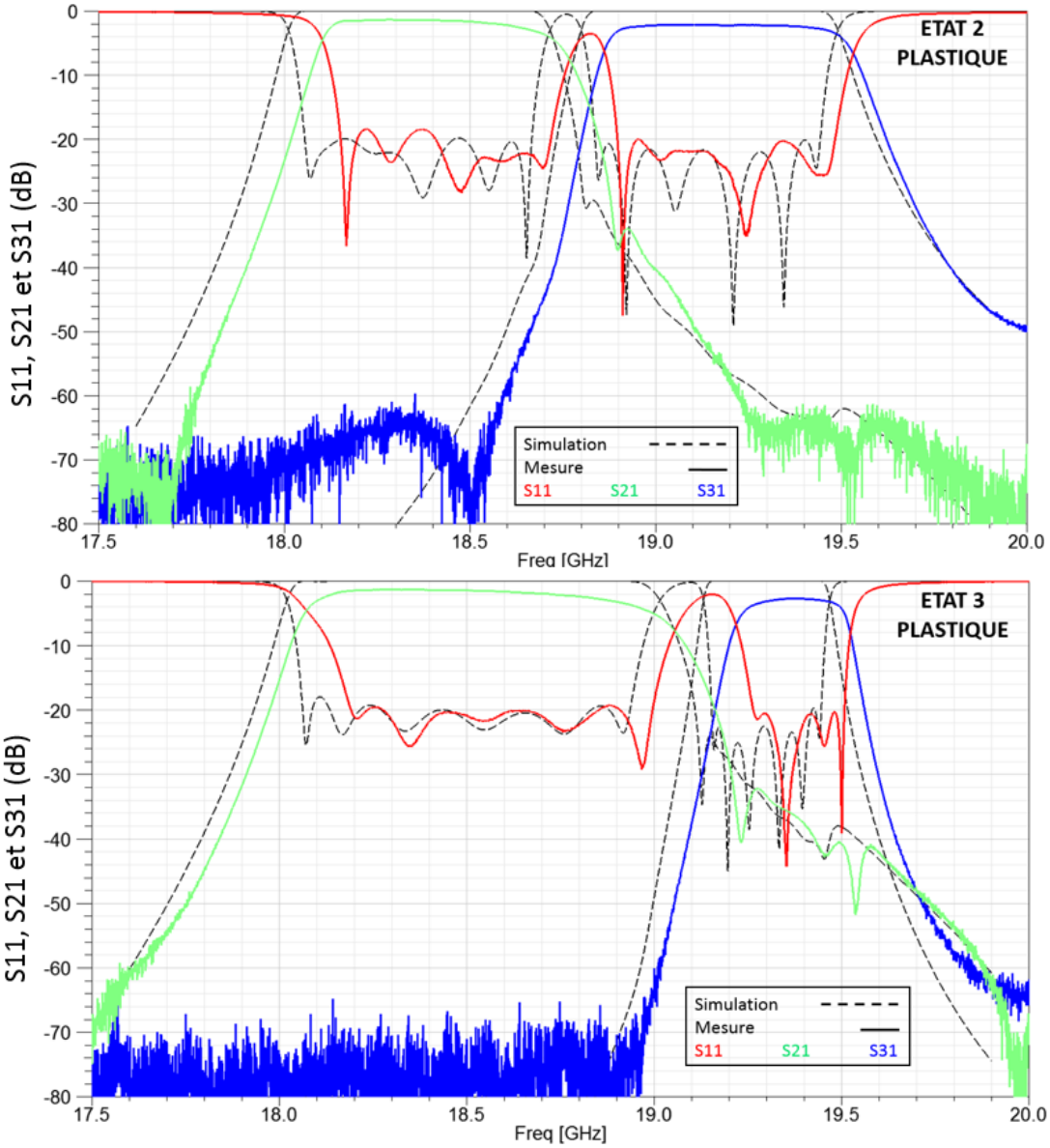


Figure 131 : Courbes mesurées des paramètres S en dB des trois états réglés du multiplexeur en version plastique

Le Tableau 16 synthétise l'ensemble des résultats mesurés.

		Aluminium		**Plastique**	
		Simulation MWW™	Mesure	Simulation MWW™	Mesure
Filtre 1	Fc (GHz)	18,20	18,05	18,20	18,20
	Bande Passante (MHz)	300	350	300	270
	Pertes d'insertions (dB)	X	2,59	X	2,29

Filtre 2	Fc (GHz)	19,00	18,90	19,00	18,99
	Bande Passante (MHz)	900	930	900	900
	Pertes d'insertions (dB)	X	0,77	X	3,07
Filtre 3	Fc (GHz)	18,35	18,18	18,35	18,43
	Bande Passante (MHz)	600	640	600	570
	Pertes d'insertions (dB)	X	0,90	X	1,36
Filtre 4	Fc (GHz)	19,15	18,92	19,15	19,19
	Bande Passante (MHz)	600	710	600	580
	Pertes d'insertions (dB)	X	0,60	X	2,16
Filtre 5	Fc (GHz)	18,50	18,40	18,50	18,59
	Bande Passante (MHz)	900	860	900	810
	Pertes d'insertions (dB)	X	0,52	X	1,31
Filtre 6	Fc (GHz)	19,30	19,20	19,30	19,38
	Bande Passante (MHz)	300	290	300	250
	Pertes d'insertions (dB)	X	4,06	X	2,71

Tableau 16 : Récapitulatif des mesures des différents états de réglage des deux maquettes de multiplexeur

Pour conclure sur l'utilisation des perturbateurs diélectriques en tant que déphaseurs dans le cadre de la gestion des phases en transmission d'un manifold pour une application de multiplexeur accordable, une étude a été menée durant la campagne de mesures. Lors du réglage d'un état de multiplexeur, une fois que celui-ci est terminé et que l'état est correctement réglé, on analyse l'effet direct du déphaseur et sa sensibilité sur les niveaux d'adaptation des filtres. Le test présenté ici a été effectué sur l'état 1 du multiplexeur en aluminium. Pour ce cas, seul le perturbateur Lcc est nécessaire et pour atteindre le réglage optimal, il est enfoncé d'environ 1,1 mm. Si on modifie cet enfoncement la réponse du système est également modifiée, comme on peut le voir sur la Figure 132.

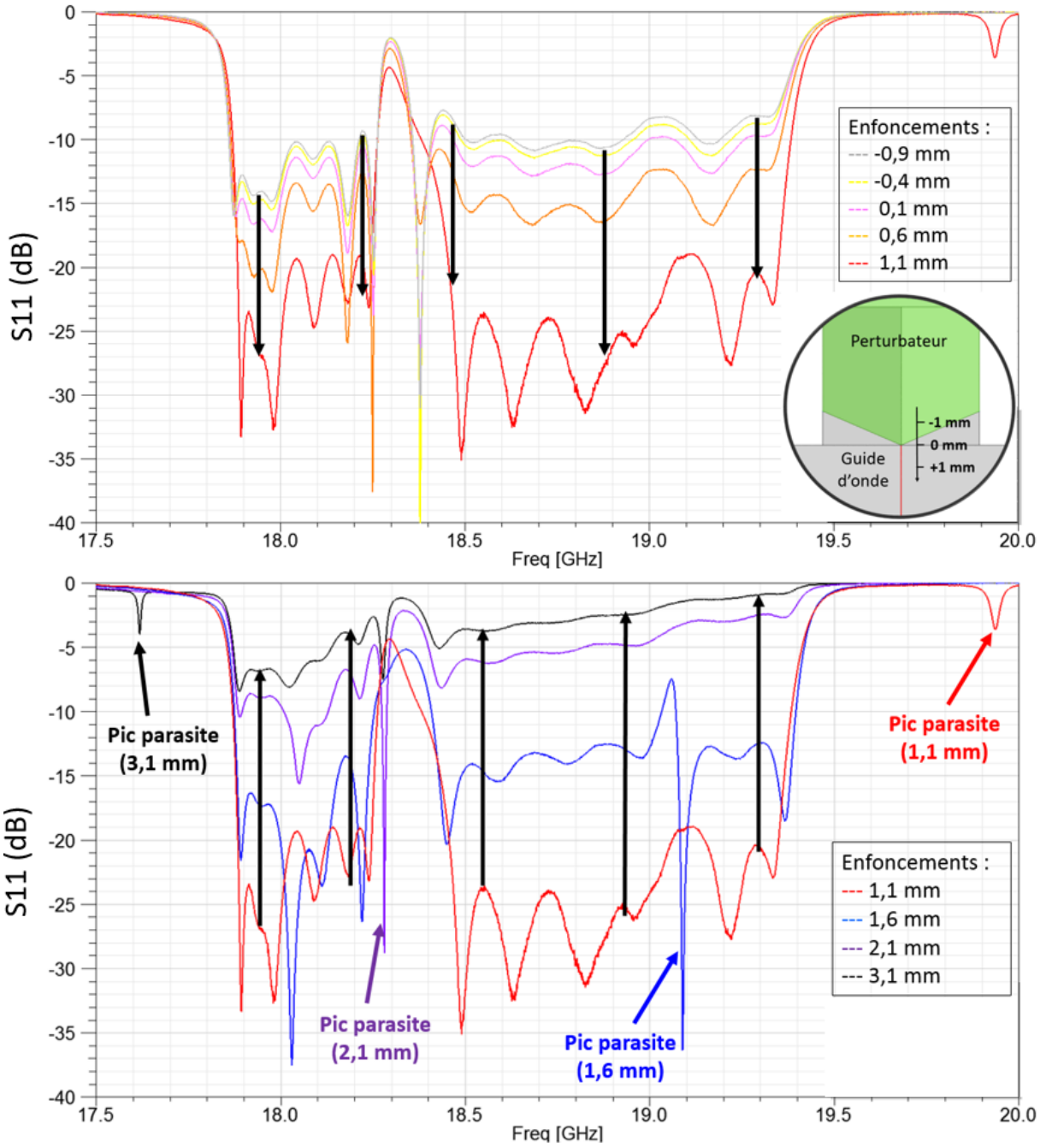


Figure 132 : Courbes en dB de la réflexion du multiplexeur en aluminium dans l'état 1 pour différents enfoncements du perturbateur Lcc

Sur les courbes, la modification de la réponse du multiplexeur selon l'enfoncement du perturbateur Lcc est évidente. Grâce à ce test rapide, on peut confirmer deux points sur l'utilisation des déphaseurs dans le manifold. Premièrement, la modification des phases en transmission à l'aide des déphaseurs est nécessaire (mais pas suffisante) pour le réglage de la réponse du système. Deuxièmement, le contrôle des résonances manifold est assuré par ces déphaseurs. On voit bien la résonance manifold parasite se déplacer vers les basses fréquences au fur et à mesure de l'enfoncement du perturbateur (sur le second graphique de la Figure 170).

Afin de conclure sur les niveaux de précision dans la fabrication des filtres, le test a été effectué de régler au mieux le système en intégrant les filtres bruts et en agissant uniquement sur les perturbateurs diélectriques du manifold. Malheureusement, le multiplexeur ne peut pas être réglé de cette manière, et ce pour tous les états des deux maquettes. L'exemple des résultats de la maquette plastique peut être retrouvé dans l'Annexe 4. Ainsi, on peut conclure que pour ce type de composants et à cette fréquence, les niveaux de précision atteints par la technologie d'impression 3D plastique, malgré les très bons résultats en termes de pertes d'insertion (métallisation), de niveaux d'adaptation et de fréquence centrale (composant plastique lui-même), ne nous permettent pas d'obtenir directement des filtres réglés sur un manifold sans utiliser des vis de réglage. Une nouvelle itération de fabrication chez Swissto12® en tenant compte des dispersions dimensionnelles relevées sur ce premier prototype permettrait probablement d'améliorer les résultats en réduisant la nécessité d'accord par les vis de réglage.

Bibliographie du Chapitre 4 :

[1] Aurélien Perigaud. Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20GHz à l'aide des technologies multicouches. Thèse Université de Limoges. 2009.

[2] Site du logiciel : http://www.mician.com/content/products/wave_wizard

[3] Site pour les moteurs : https://www.piezomotor.com/products/linear-piezo-motor/linear-6n-non-magnetic-vacuum/

[4] Feuray W. *et al.*, "Evaluation of Metal Coating Techniques up to 66 GHz and their Application to Additively Manufactured Bandpass Filters", European Microwave Conference, Oct. 2017, Nuremberg, Germany.

Conclusion Générale

Les travaux présentés dans cette thèse ont montré comment, en commençant par une simple simulation circuit d'un filtre, on pouvait arriver à la conception d'un multiplexeur à deux canaux accordable dans la bande Ka. A travers les nombreuses étapes intermédiaires de simulation de plus en plus réalistes qui ont permis de comprendre le fonctionnement de principe de chaque élément de ce type de systèmes, ainsi que certains paramètres importants comme la gestion des phases dans le manifold, on a pu voir dans le détail les problèmes principaux qu'il est possible de rencontrer lors de la conception d'un multiplexeur de sortie.

Des résultats de simulations complètes de multiplexeur par une méthode associant des modèles circuits et électromagnétiques, validée par deux logiciels EM 3D différents, ont montré la possibilité pour un manifold de supporter l'accord en bande passante et en fréquence de filtres passe-bandes grâce à un système de perturbateurs mécaniques utilisant des pièces diélectriques céramiques, et ce sur des bandes relatives allant de 1,6 % à 4,8 %, à 18,75 GHz. De plus, ce système d'accord a montré dans ces simulations qu'il permettait l'élimination du principal problème dans la conception des multiplexeurs, à savoir les résonances parasites du manifold.

Deux prototypes complets du multiplexeur, l'un usiné en aluminium et l'autre fabriqué par impression 3D en plastique puis métallisé en cuivre, ont été conçus et mesurés, permettant ainsi de valider expérimentalement plusieurs points clés de ces travaux. Tout d'abord pour ce qui concerne les composants eux-mêmes avec la possibilité de fabriquer des filtres en plastique par impression 3D vers 19 GHz, et aussi le contrôle qu'il est possible d'exercer sur les problématiques de résonances manifold grâce aux déphaseurs développés durant ces travaux. Mais également sur le système lui-même, en assurant un passage entre trois états de réglage différents, avec un rapport 3 sur les bandes passantes. En revanche, pour le réglage des filtres en mesure, effectué avec des vis métalliques, les niveaux de pertes d'insertion sur les filtres réglés obtenus restent trop importants pour l'application visée. Un travail sur la maîtrise de la technologie des filtres reste donc à effectuer, même dans cette version non accordable (banque de filtres fixes).

Grâce à ces travaux, trois apports qui peuvent être intéressants pour des recherches concernant le multiplexage en application spatiale ont été détaillés : le premier étant le

déphaseur à perturbateur diélectrique de très faibles dimensions (longueur < $\lambda_g/2$) permettant la gestion des phases dans un composant important tel qu'un manifold, le deuxième concernant la faisabilité d'une maquette de multiplexeur de sortie associant un manifold accordable à 18,75 GHz pour des bandes passantes bien plus élevées que les précédents travaux publiés sur le sujet à la date d'écriture de ce manuscrit (de l'ordre de 0,3 % en bande relative ; publication [6] du chapitre 1), et le dernier étant le détail d'une méthode de conception de multiplexeur à manifold accordable pouvant servir pour le développement futur d'autres systèmes du même type (résumé dans l'Annexe 5).

De façon plus générale, le travail effectué pendant cette thèse aurait été amélioré par la possibilité d'utiliser non pas une banque de filtres fixes pour assurer les trois états de réglage du multiplexeur, mais seulement deux filtres eux-mêmes accordables. Cependant, de tels filtres capables d'accords de cette ampleur et à ces fréquences ne sont pas courants, et n'ont pas encore été conçus pour le moment au sein de notre laboratoire. Des travaux sont actuellement en cours, portés par la thèse d'Etienne Laplanche (« Filtres microondes fort Q accordables continument »), pour créer ce genre de systèmes, qu'il serait intéressant d'associer à un manifold accordable dans un multiplexeur.

Une autre perspective portant de l'intérêt serait de vérifier les limites de la validité de l'accord du manifold démontré ici. En d'autres termes, sur quelle plage de fréquences, sur quelles bandes passantes ou sur quels types et nombre de filtres le contrôle des résonances parasites du manifold par les déphaseurs est-il valable ? Pour répondre à cette question, deux voies sont possibles : soit la fabrication d'un grand nombre de filtres fixes différents que l'on viendrait connecter sur le manifold et avec lesquels on pourrait vérifier si le contrôle est toujours opérant, soit en modifiant de façon de plus en plus importante deux filtres accordables jusqu'à ce que les résonances parasites ne soient plus suffisamment décalables pour les sortir de la bande de travail.

Pour finir, le développement de composants accordables comme celui montré ici, avec des pertes plus élevées de par l'ajout des éléments d'accord ou plus lourds que les composants fixes, est et reste un pan de la recherche actuelle important pour les grands satellites de télécommunication, et ce malgré la croissance fulgurante ces dernières années des petits satellites dits « de constellation » privilégiant les systèmes bien plus petits, légers et bas coûts tels que les filtres sur substrat dans leur charge utile. Ces deux voies, malgré des besoins et des systèmes qui pourraient sembler presque contraires, forment l'avenir des télécommunications par voie spatiale et sont, à ce titre et pour le développement de travaux de recherche, toutes aussi intéressantes l'une que l'autre.

Annexe 1 : Techniques d'optimisation

Cette Annexe a pour but de rassembler les principales techniques acquises par l'expérimentation durant cette thèse et pouvant servir lors de l'optimisation d'un multiplexeur. Elles seront pour la plupart aussi valables pour l'optimisation d'un filtre seul. Il est possible qu'une personne qui a de l'expérience dans l'optimisation de ce genre de composants les connaisse déjà, mais cela peut éventuellement servir pour les autres. Ces conseils ne sont pas totalement exhaustifs, mais il faudrait bien plus de temps pour détailler complétement chacun des points suivants.

Il est à noter que les conseils donnés ici sont valables quel que soit le logiciel de simulation (ADS®, CST®, HFSS®, MWW™ et sûrement d'autres encore…), il n'est question que de techniques sur l'ordre des « goals » pour l'optimiseur, ainsi que leur contenu et leurs paramètres. De cette manière, les optimisations pour ce type de composants seront plus aisées et plus rapides, et surtout réussiront plus souvent (pour les cas difficiles). L'optimiseur utilisé ici utilisera la méthode du gradient.

Pour commencer, il faut savoir hiérarchiser ses objectifs. Pour le problème dont il est question ici, ces derniers sont principalement les niveaux d'adaptation et de transmission dans la ou les bandes passantes, les niveaux de transmission hors-bande et potentiellement le ou les Temps de Propagation de Groupe (TPG) du ou des filtres. Selon le point de départ de l'optimisation, ainsi que le but recherché (décalage de résonances parasites en-dehors de la bande de travail, récupération de pôles, simple adaptation dans la bande), l'ordre des différents niveaux d'optimisation ne seront pas les mêmes.

Afin de présenter de la façon la plus claire possible, la suite sera découpée selon ces trois objectifs distincts. Mais avant cela, les conseils suivants sont généraux et peuvent être utiles pour chaque cas.

- Plus on est proche de la solution voulue, plus les variations permises sur chaque paramètre à l'optimiseur doivent être faibles. De la même manière, quand on commence une optimisation avec un point de départ assez éloigné, il faut permettre à l'optimiseur de modifier assez largement les valeurs. Tout cela dépend évidemment de quels paramètres il s'agit : longueur de guides, couplages, résonateurs ou autres. Une variation entre 2 et 5 % peut être considérée comme faible, et 50 % et plus comme large.
- Lorsque l'on choisit les paramètres qui seront variables pour l'optimisation, il faut toujours le faire par groupe de paramètres, et ces groupes dépendent du type de variables. Il faut donc optimiser tous les couplages d'un canal (par

exemple) en même temps, ou toutes les longueurs des guides d'onde d'un manifold, etc…

- L'ordre naturel pour l'optimisation d'un multiplexeur est le suivant, dans le cas d'un point de départ relativement proche de la solution :
  - Longueurs des guides d'onde du manifold, avec un « goal » simple sur le niveau de transmission des bandes du multiplexeur.
  - Paramètres du premier filtre (au choix, celui le plus proche du court-circuit est le plus simple à adapter) couplages et fréquences des résonateurs jusqu'à environ 15 dB d'adaptation dans sa bande, avec un « goal » sur le niveau d'adaptation.
  - Paramètres du deuxième filtre jusqu'à environ 15 dB (valeur à garder tant qu'il reste des filtres supplémentaires après) ou 20 dB si c'est le dernier filtre, même type de « goal » que le précédent.
  - Terminer l'adaptation du (ou des) premier(s) filtre(s) jusqu'à 20 dB.
  - La ou les bandes de garde doivent être laissées libres, sans que des « goals » ne soient définis dans leur intervalle.
  - Il est possible que les niveaux d'adaptation à ce moment ne soient encore qu'à 18 dB, il faut alors finir par une optimisation complète avec tous les paramètres et les « goals » de tous les filtres.
  - Diminution de la transmission hors-bande (si besoin) avec tous les paramètres, en gardant les « goals » précédents mais en ajoutant les nouveaux « goals » hors-bande qui peuvent avoir un poids supérieur (rapport d'un maximum de 10).

- Pour le décalage des résonances parasites en-dehors de la bande de travail, il existe deux possibilités. La première est la plus classique en travaillant sur les paramètres S, mais elle n'est pas très efficace. Pour l'améliorer un peu, l'astuce suivante utilise, au lieu d'un « goal » simple sur le niveau de réflexion par exemple, une succession de « goals » sur des bandes de fréquences plus petites que le premier. En effet, le but étant de repousser fréquentiellement la résonance parasite en-dehors de la bande de travail, il faut encourager l'optimiseur à travailler dans ce sens. Si on demande un « goal » simple et uniforme du genre « S11 > 0,2 dB » sur toute la partie hors-bande à gauche de la réponse du filtre, et que l'optimiseur modifie les paramètres correctement pour décaler le pic gênant vers les basses fréquences, l'erreur sur laquelle il travaille restera la même, et donc il ne continuera peut-être pas dans ce sens. En revanche, si au lieu de ce simple « goal » on dispose un escalier de « goals » avec des valeurs objectifs de plus en plus grandes au fur et à mesure que l'on s'éloigne de la bande du filtre (par exemple : S11 > 0,2 dB, puis 0,3 dB, puis 0,4 dB etc…) alors l'erreur diminuera à chaque fois que le pic passera d'un palier à un autre en s'éloignant de la bande de travail.
- La seconde possibilité utilise la réponse en TPG du système. Il s'avère que les résonances parasites d'un manifold sont particulièrement visibles sur la réponse en TPG du multiplexeur, parfois bien mieux que sur les réponses en paramètres S. Il s'agit donc de mettre un « goal » double (valeur objectif doit être comprise entre deux autres relativement proches pour les mêmes fréquences) sur la ou les bandes passantes des filtres sur les valeurs de TPG. Cette solution est plus simple, plus rapide et surtout bien plus efficace pour décaler les parasites de la bande de travail.

- En ce qui concerne la récupération de pôles, il s'agit d'un cas un peu délicat. Lorsque l'on vient de connecter les filtres sur le manifold pour former le multiplexeur, les réponses des filtres ainsi obtenues sont en général assez mauvaises, même si les filtres étaient adaptés à 20 dB avant de les connecter. Dans ce cas, il arrive que les pôles de chaque filtre ne soient pas tous directement dans leur bande respective, mais un peu à l'écart. Pour résoudre ce problème, une solution consiste à ajouter en plus d'un « goal » sur le niveau d'adaptation dans la bande, des « goals » assez durs (poids plus important ou valeur attendue assez élevée) de chaque côté de la bande passante. Si nécessaire, faire un escalier inversé (de plus en plus bas vers le filtre) sur l'adaptation de chaque côté de la bande passante du filtre
- Enfin, pour la simple adaptation d'un filtre dans sa bande passante, il vaut mieux fonctionner en plusieurs optimisations successives : commencer par mettre les couplages seuls en variables optimisables (avec des variations possibles plus importantes pour les couplages d'entrée / sortie), puis les fréquences des résonateurs seuls (avec là-aussi des variations possibles plus importantes pour les deux premiers résonateurs côté manifold), et enfin l'optimisation complète avec l'ensemble des paramètres.

Annexe 2 : Valeurs d'optimisation

		Etat 1	Etat 2	Etat 3
Couplages d'entrée	me1	-1,796	-0,855	-0,774
	me2	-0,006	-0,254	-0,353
	me3	-0,284	-1,967	-0,367
	me4	-0,281	-0,329	-0,212
Couplages de sortie	ms1	1,446	0,508	0,996
	ms2	0,098	0,888	0,642
	ms3	0,526	0,647	1,238
	ms4	0,542	1,498	1,356
Couplages inter-résonateurs	m12	1,994	0,550	0,448
	m34	-0,282	-1,035	-0,922
	m56	-1,122	0,035	1,015
	m78	-0,879	-0,741	0,738
Capacités (nF)	C1	7,30e-5	7,51e-5	7,39e-5
	C2	7,24e-5	7,47e-5	7,39e-5
	C3	7,22e-5	8,75-e5	7,37e-5
	C4	7,16e-5	6,91e-5	6,81e-5
	C5	6,93e-5	7,06e-5	6,86e-5
	C6	7,32e-5	6,92e-5	7,74e-5
	C7	6,09e-5	7,76e-5	7,72e-5
	C8	7,33e-5	7,44e-5	6,98e-5
Longueurs des guides (mm)	Lv1	7,91	0	1,50
	Lv2	5,99	1,38	3,28
	Lv3	9,88	0,11	1,97
	Lv4	8,80	9,38	0,47
	Lv5	2,94	4,08	3,97
	Lv6	0,11	8,35	1,91
	Lv7	9,91	9,64	9,99
	Lv8	1,44	0	0
	Lcc	9,85	1,08	0,63
	Lcc_G	6,94	2,23	0,61
	Lcc_D	1,39	0,88	1,53
	mani1_part1	9,88	3,58	0
	mani1_part2	7,93	0	0,02
	mani2_part1	6,50	3,18	1,41
	mani2_part2	1,78	0,41	0,72
	mani2_part3	4,68	0,09	2,43

Tableau 17 : Valeurs des paramètres de la simulation ADS® du multiplexeur pour les trois états en topologie transversale-à-paires après optimisation

Annexe 3 : Adaptation dans un système à 3 voies

Dans cette annexe, il est montré qu'il est impossible d'adapter parfaitement chacune des trois voies en même temps sur un système comme le té trois voies en plan H. La démonstration suivante l'explique à partir de la matrice S théorique d'un système à trois accès.

$$\begin{pmatrix} b1 \\ b2 \\ b3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S11 & S21 & S31 \\ S12 & S22 & S32 \\ S13 & S23 & S33 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a1 \\ a2 \\ a3 \end{pmatrix} \qquad \text{(équation 4)}$$

Notre système étant réciproque, cela revient à écrire :

$$\begin{pmatrix} b1 \\ b2 \\ b3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S11 & S21 & S31 \\ S21 & S22 & S32 \\ S31 & S32 & S33 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a1 \\ a2 \\ a3 \end{pmatrix} \qquad \text{(équation 5)}$$

Si on développe, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{aligned} b1 &= S11a1 + S21a2 + S31a3 \\ b2 &= S21a1 + S22a2 + S32a3 \\ b3 &= S31a1 + S32a2 + S33a3 \end{aligned} \qquad \text{(équation 6)}$$

Comme le système est sans perte, on a :

$$[S][S]^* = 1 \qquad \text{(équation 7)}$$

Par suite,

$$\begin{aligned} &|S11|^2 + |S21|^2 + |S31|^2 = 1\ (a) \quad S11S21^* + S21S22^* + S31S32^* = 0\ (d) \\ &|S21|^2 + |S22|^2 + |S32|^2 = 1\ (b) \quad S11S31^* + S21S32^* + S31S33^* = 0\ (e) \\ &|S31|^2 + |S32|^2 + |S33|^2 = 1\ (c) \quad S21S31^* + S22S32^* + S32S33^* = 0\ (f) \end{aligned} \qquad \text{(équation 8)}$$

Maintenant, si on fait l'hypothèse que les trois accès sont parfaitement adaptés, on a :

$$S11 = S22 = S33 = 0 \qquad \text{(équation 9)}$$

Si on insert ces valeurs dans l'équation 8, on obtient :

$$\begin{aligned} |S21|^2 + |S31|^2 &= 1\ (g) & S31S32^* &= 0\ (j) \\ |S21|^2 + |S32|^2 &= 1\ (h) & S21S32^* &= 0\ (k) \\ |S31|^2 + |S32|^2 &= 1\ (i) & S21S31^* &= 0\ (l) \end{aligned} \qquad \text{(équation 10)}$$

D'où, avec les équations (d), (e) et (f) :

$$\begin{aligned} &S31 = 0\ ou\ S32 = 0 \\ &S21 = 0\ ou\ S32 = 0 \\ &S21 = 0\ ou\ S31 = 0 \end{aligned} \qquad \text{(équation 11)}$$

Si $S31 = 0$, alors d'après (g) et (i), $S21 = S32$

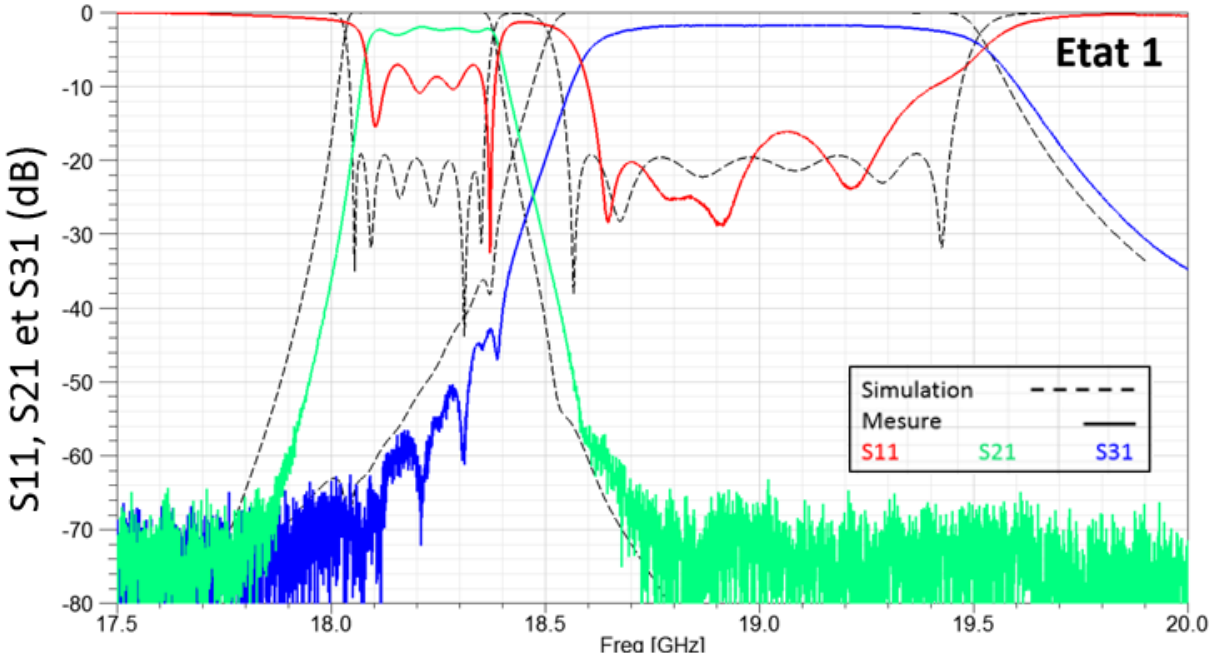
Or, vu que $S31 = 0\ ou\ S32 = 0$, alors la seule solution est que :

$$S21 = S32 = 0 \qquad \text{(équation 12)}$$

En faisant de même avec $S32 = 0$ et $S21 = 0$, il apparaît que la seule solution de l'équation 10 est que tous les termes soient nuls. Ce qui contredit les équations (g), (h) et (i) et est donc une impossibilité mathématique. Il est ainsi impossible d'avoir un système à trois accès qui seraient tous parfaitement adaptés en même temps dans un cas sans perte.

Annexe 4 : Courbes des mesures de la maquette du multiplexeur plastique sans vis de réglage

Les courbes suivantes correspondent aux mesures faites sur la maquette plastique du multiplexeur accordable lorsque les filtres ne sont pas réglés par des vis mais que le manifold est réglé par les déphaseurs. Ainsi, on peut constater qu'il n'est pas possible d'obtenir un multiplexeur réglé directement avec les filtres bruts sans passer par un réglage de ces derniers avec des vis.



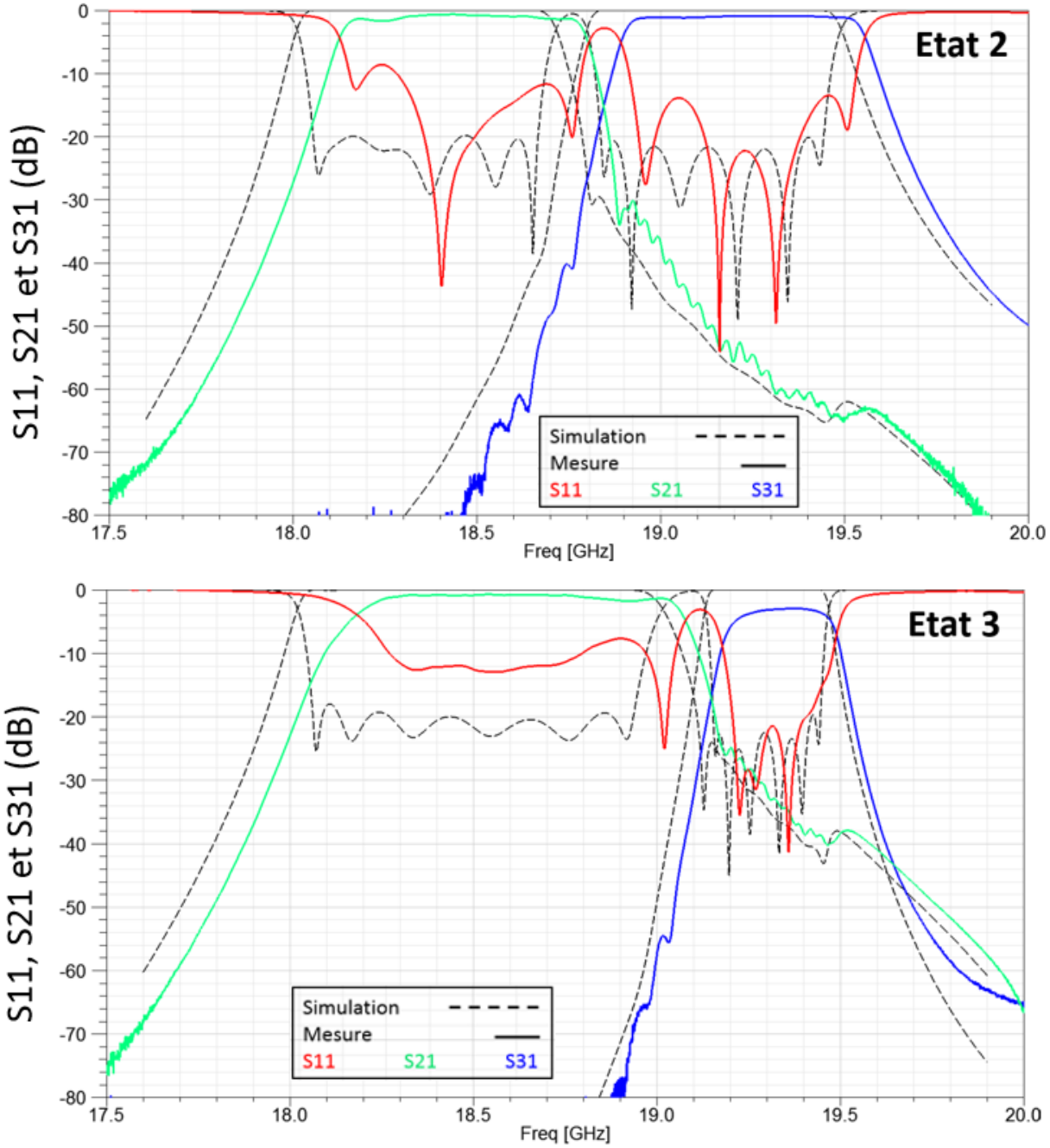


Figure 133 : Courbes en dB des paramètres S des trois états du multiplexeur accordable en version plastique sans réglage des filtres par des vis mais avec le réglage du manifold par les déphaseurs

Les niveaux des pertes d'insertion démontrent la bonne qualité de la métallisation cuivre réalisée sur les pièces plastiques.

Annexe 5 : Résumé de la méthode pour la réalisation d'un multiplexeur avec un manifold accordable

Dans le but de résumer les grands principes de la méthode permettant de passer de plusieurs multiplexeurs à manifold possédant chacun un état de réglage à un seul multiplexeur à manifold accordable possédant plusieurs états de réglage grâce à des guides d'onde déphaseurs, le carnet de route suivant reprend toutes les étapes nécessaires qui ont été détaillées dans la partie 4-3.

De façon générale, c'est donc une méthode qui permet de faire passer plusieurs multiplexeurs non accordables à un multiplexeur accordable. Il est à noter que des incertitudes sont encore à lever sur certains points, ces dernières seront repérées par le sigle ⚠ et une rapide explication sera donnée. De plus, cette méthode est ici développée avec l'utilisation de banques de filtres fixes, mais à terme elle est prévue pour utiliser des filtres qui seront eux aussi accordables, rendant ainsi le multiplexeur complétement accordable.

Enfin, hormis en ce qui concerne les guides d'onde déphaseurs requis (leur taille étant optimisée pour la fréquence de travail) et des questions d'assemblage pour la fabrication d'un tel multiplexeur (par exemple les brides de connexion), il semble qu'il n'y ait pas de restriction sur les fréquences auxquelles ce système d'accordabilité peut être utilisé, à partir du moment où l'on reste en technologie avec des guides d'onde et avec des dimensions compatibles avec les résolutions de fabrication des éléments d'accords, entre autres.

Pour préciser le propos vis-à-vis des bandes passantes utilisables pour un tel multiplexeur accordable, la limitation semble n'être que celle des déphaseurs (et bien sûr celle des filtres utilisés, mais cela ne dépend pas du système d'accord discuté ici). Tant que la bande de travail total du multiplexeur est contenu dans une bande où les déphaseurs ne résonnent pas, alors il est possible de concevoir ce système. Dans le cas contraire, cela n'est pas forcément impossible, mais des études supplémentaires seront alors nécessaires.

• Cahier des charges :

- Multiplexeur à N canaux et i états de réglage,
- Nombre N_d de guides d'onde déphaseurs prévus : $N_d = 2.N$, ⚠ *(ce nombre n'est pas optimal, il est sûrement possible de le diminuer afin de réduire la complexité du système et l'impact de l'accord sur la taille et le poids du multiplexeur accordable)*
- Nombre N_{ff} de filtres fixes au total : $N_{ff} = N.i$,
- **OU** Nombre N_{fa} de filtres accordables au total : $N_{fa} = N$.

• Données préalables nécessaires :

- Les i multiplexeurs fixes ayant chacun leur état de réglage * (voir plus bas),
- Les N_{ff} filtres fixes réglés ou les N_{fa} filtres accordables, ⚠ *(il n'est pas évident qu'un réglage parfait soit nécessaire pour chacun des filtres, ceux-ci étant voués à être désadaptés lorsqu'ils seront connectés sur le manifold, il n'est pas sûr que leur préréglage à 20 dB seuls soit un meilleur point de départ pour l'optimisation du multiplexeur)*
- Un guide d'onde déphaseur capable de fonctionner sur toute la bande de fréquence du multiplexeur sans résonance parasite.

• Principes de la méthode :

- Extraire les manifolds des i multiplexeurs fixes optimisés,
- Trouver le jeu de valeurs des paramètres des déphaseurs (longueurs des guides d'onde et enfoncements des perturbateurs) qui va permettre d'obtenir exactement les mêmes valeurs de phases en transmission pour le manifold accordable que celles des manifolds fixes,
- Pour déterminer à quelle fréquence précise il faut égaliser les phases en transmission, il faut déterminer deux cas : bande de travail étroite ou large. Si la bande totale est étroite, alors l'égalisation peut se faire à la fréquence centrale du multiplexeur. En revanche, si les fréquences centrales des filtres extérieurs sont très éloignées de la fréquence centrale du multiplexeur, alors il vaut mieux égaliser les

phases de chaque transmission à la fréquence centrale de chaque filtre correspondant, ⚠ *(une étude est nécessaire pour déterminer la limite entre les deux cas)*

- Ce jeu de valeurs pour les déphaseurs doit respecter ce qui suit : une valeur fixe de longueur de guide d'onde pour chaque déphaseur, les i états étant obtenus grâce aux i variations (au maximum) d'enfoncement de chaque perturbateur *,
- Optimisation finale du multiplexeur accordable pour les i états avec le même manifold déphaseur.

* Il est nécessaire ici de préciser que selon la bande de travail nécessaire, le déphaseur utilisé ne sera pas le même. Or, c'est lui qui va déterminer la limite en terme de déphasage possible. Or, on peut se retrouver, pour égaliser les phases en transmission entre le manifold accordable et les manifolds fixes, à ne pas avoir assez de latitude de réglage pour effectuer le passage d'un état à l'autre juste avec l'enfoncement des perturbateurs. Pour éviter cet écueil, il faut tenir compte du déphasage maximum que peut apporter un déphaseur lors de l'optimisation des différents états de réglage des multiplexeurs fixes. Par exemple, si le déphasage maximum atteignable est de 10° (à la fréquence centrale choisie), et que cette longueur électrique correspond en terme de longueur d'onde guidée à environ 1 mm, alors les variations maximums permises à l'optimiseur pour régler ces états de multiplexeurs fixes doivent être de 1 mm sur les paramètres « longueur du guide d'onde » de chaque élément du manifold (par exemple Lv1). Pour résumer, si chaque déphaseur ne peut modifier qu'une longueur de guide d'onde équivalente de X mm, alors il faut tenir compte de cette limite pendant l'optimisation préalable des multiplexeurs fixes en limitant les variations de chaque guide d'onde à X mm.

Table des Matières

Introduction Générale 7
CHAPITRE 1 : Etude bibliographique 11
1-1 Introduction 11
1-2 Multiplexeurs accordables 12
1-2-1 Systèmes accordables avec raccordement 12
1-2-2 Systèmes assimilables sans accord de fréquence ou de bande passante 18
1-2-3 Diplexeurs et triplexeurs accordables 21
1-3 Différentes topologies de multiplexeurs pouvant se prêter à de l'accordabilité 25
1-3-1 Multiplexeurs à résonateurs couplés 25
1-3-2 Multiplexeurs à coupleurs 3 dB 27
1-3-3 Multiplexeurs à circulateurs 30
1-3-4 Multiplexeurs à filtres directifs 32
1-3-5 Multiplexeurs à manifold 34
1-4 Conclusion 37
CHAPITRE 2 : Analyse de différentes topologies de multiplexeurs 45
2-1 Introduction 45
2-2 Description des outils de conception utilisés 46
2-3 Simulation d'un filtre 4 pôles 48
2-4 Simulation d'un multiplexeur deux canaux en topologie classique 50
2-4-1 Simulation initiale du multiplexeur 50
2-4-2 Etude sur la valeur de la bande de garde du multiplexeur 56
2-4-3 Spécification 1C du CNES sur un multiplexeur accordable 57
2-5 Comparaison avec un multiplexeur sans manifold : le diplexeur 64
2-6 La topologie transversale 67
2-6-1 Utilisation en large bande de filtres transversaux 67
2-6-2 Utilisation de la topologie transversale pour la réalisation d'un multiplexeur accordable 70
2-7 La topologie transversale-à-paires en large bande 74
2-8 Comparatif des différentes topologies étudiées 80
CHAPITRE 3 : Etudes sur la fabrication additive de pièces plastiques et leur métallisation pour des applications manifold 84
3-1 Introduction 84
3-2 Différents concepts de circuits passifs en lien avec le manifold 85
3-2-1 Jonction en T en guides d'onde plan H 85
3-2-2 Diviseurs de puissance en guide d'onde 91
3-2-3 Déphaseur en guides d'onde 98
3-3 Métallisation et mesures des pièces plastiques 108
3-3-1 Métallisations des pièces plastiques 108
3-3-2 Caractérisation des métallisations 117
3-4 Conclusion 120
CHAPITRE 4 : Analyse avancée de la solution multiplexeur à manifold 122
4-1 Introduction 122
4-2 Des simulations circuits aux simulations 3D 123
4-3 Optimisations sur Microwave Wizard™ 131
4-4 Design et études pour le maquettage 144
4-4-1 Le prototype dans son ensemble 144
4-4-2 Le manifold 146

4-4-3 Les filtres 147
4-4-4 Les transitions 149
4-4-5 Plaque de soutien, manchons et moteurs 149
4-5 Mesures et résultats des maquettes de multiplexeur 151
4-5-1 Le manifold 153
4-5-2 Les filtres 155
4-5-3 Les transitions 158
4-5-4 Les multiplexeurs complets 160
Conclusion Générale 169
Annexe 1 : Techniques d'optimisation 171
Annexe 2 : Valeurs d'optimisation 174
Annexe 3 : Adaptation dans un système à 3 voies 175
Annexe 4 : Courbes des mesures de la maquette du multiplexeur plastique sans vis de réglage 177
Annexe 5 : Résumé de la méthode pour la réalisation d'un multiplexeur avec un manifold accordable 179
Table des Matières 182
Table des Illustrations 184
Table des Tableaux 190
Liste des publications effectuées durant la thèse 191

Table des Illustrations

Chapitre 1 :

Figure 1 : Représentation d'une constellation de satellites autour de la Terre **p7**
Figure 2 : Photographie de la charge utile d'un satellite **p8**
Figure 3 : Schéma du principe d'accord du multiplexeur (en haut) et vue d'ensemble du multiplexeur en CAD (en bas) de la publication [6] **p13**
Figure 4 : Graphique des paramètres S en dB simulés pour les deux états du multiplexeur accordable de la publication [6] **p14**
Figure 5 : Schéma fréquentiel de la reconfiguration de l'OMUX (à gauche) et allure générale du design en CAO (à droite) de la publication [8] **p15**
Figure 6 : Courbes des paramètres S en dB simulés pour les trois états de reconfiguration du multiplexeur de la publication [8] **p15**
Figure 7 : Schéma du multiplexeur accordable (en haut), schéma du plongeur qui vient modifier la résonnance des cavités (en bas à gauche) et schéma de la cavité manifold permettant l'accord du manifold (en bas à droite) de la publication [9] **p16**
Figure 8 : Photographie de la maquette réalisée du multiplexeur accordable (en haut à gauche), graphique des paramètres S en dB simulés (lignes pointillées) et mesurés (lignes pleines) pour des bandes contigües de 72 MHz (en haut à droite) et pour des bandes non contigües de 36 MHz (en bas à gauche), et courbes en transmission en dB du filtre central lors de la modification de sa fréquence pour la publication [9] **p17**
Figure 9 : Schéma de fonctionnement d'un « Switched Multiplexer » **p18**
Figure 10 : Schémas du multiplexeur à interrupteurs intrinsèques (à gauche) et son équivalent électrique (à droite) de la publication [15] **p20**
Figure 11 : Courbes des résultats mesurés des différents états du prototype de la publication [15] **p21**
Figure 12 : Schéma du système de réception avec contrôle et atténuation des parasites de la publication [25] **p23**
Figure 13 : Structure géométrique du diplexeur quatre canaux (en haut) et graphiques des paramètres S en transmission en dB montrant un à un les accords de chacun des quatre différents canaux (en bas) de la publication [26] **p23-24**
Figure 14 : Diagrammes d'un réseau transversal multiport général de la publication [28] (à gauche), et des résonateurs et couplages d'un multiplexeur à trois canaux en topologie à résonateurs couplés de la publication [29] (à droite) **p26**
Figure 15 : Exemple de structures, symétrique (à gauche, publication [32]) et asymétrique (à droite, publication [33]) pour un multiplexeur à quatre canaux avec courbes des paramètres S en dB en dessous de chaque structure **p26-27**
Figure 16 : Schéma de principe d'un multiplexeur à coupleurs 3 dB issu de la publication [4] avec en vert les filtres (deux identiques par canal) et en jaune les coupleurs **p28**
Figure 17 : Schéma de principe de la version modifiée d'un multiplexeur à coupleurs 3 dB issu de la publication [36] où un des deux filtres de chaque canal est remplacé par une ligne ouverte **p29**
Figure 18 : Graphiques des paramètres S en transmission en dB pour les quatre canaux des multiplexeurs des publications [35] à gauche et [36] à droite **p29**
Figure 19 : Schéma de principe d'un multiplexeur à circulateurs issu de la publication [4] **p30**
Figure 20 : Schéma de principe du circuit de la publication [39] faisant office de quadriplexeur en assemblant un circulateur avec un diplexeur **p31**
Figure 21 : Schéma du circuit du diplexeur avec les lignes microrubans de la publication [40] à gauche et schéma du circulateur en technologie SIW de la publication [41] à droite **p32**
Figure 22 : Schéma de principe d'un multiplexeur à filtres directifs issu de la publication [4] **p32**
Figure 23 : Schématiques d'un filtre directif en technologie planaire [45] : version normale (en haut) et version miniaturisée (en bas) **p33**

Figure 24 : Schéma d'un té avec un bras en plan H et un bras en plan E (à gauche) et schéma de principe d'un multiplexeur à manifold (à droite) issu de la publication [4] **p34**

Chapitre 2 :

Figure 25 : Vue principale de l'outil SyMaCo avec à gauche les paramètres utilisateurs du filtre et à droite les courbes des paramètres S en dB du filtre avec sa matrice de couplage **p46**
Figure 26 : Schéma ADS® du filtre 4 pôles **p48**
Figure 27 : Courbes des paramètres S en dB du filtre 4 pôles simulé avec Felo (à gauche) et avec ADS® (à droite) **p50**
Figure 28 : Schéma du multiplexeur à deux canaux en topologie classique avec, pour le manifold, les guides d'onde en vert (longueurs Lv1, Lv2, Lg1 et Lcc) et les tés (Té1, Té2) en noir **p51**
Figure 29 : Matrice de couplage normalisée des filtres du multiplexeur **p52**
Figure 30 : Simulation HFSS® du té trois ports en plan H avec l'exemple du port 1 recalibré pour placer le plan d'accès à la jonction du té (flèche sur la droite) **p52**
Figure 31 : Schéma global de la simulation ADS® du multiplexeur avec les deux filtres à gauche et le manifold à droite **p53**
Figure 32 : Courbes des paramètres S en dB de la simulation ADS® du multiplexeur avec les paramètres de base pour chaque composant **p54**
Figure 33 : Courbes des paramètres S en dB du multiplexeur en simulation ADS® après optimisation de 15 variables sur la bande 19,5 – 20,5 GHz **p55**
Figure 34 : Courbes des paramètres S en dB du multiplexeur en simulation ADS® après optimisation de 32 variables sur la bande 19,5 – 20,5 GHz **p55**
Figure 35 : Schémas fréquentiels du multiplexeur avec les bandes des deux filtres avec à gauche la spécification initiale et à droite la bande réalisée comprenant une bande de garde en jaune **p56**
Figure 36 : Courbes des paramètres S en dB optimisés du multiplexeur pour deux valeurs de bande de garde : 20 MHz à gauche et 30 MHz à droite **p57**
Figure 37 : Schéma des plans fréquentiels du multiplexeur pour trois états selon la spécification 1C du CNES **p58**
Figure 38 : Courbes des paramètres S du té trois voies en plan H avec les transmissions en dB (à gauche) et les phases en transmission S21 et S31 en degré (à droite), le port 1 étant perpendiculaire aux plans 2 et 3 **p59**
Figure 39 : Courbes des paramètres S en dB du multiplexeur pour les trois états de la spécification 1C **p59**
Figure 40 : Analyse des variations des paramètres du multiplexeur en fonction des états de réglage **p60**
Figure 41 : Courbes des paramètres S en dB du multiplexeur pour les trois états après fixation des valeurs de capacités avec les valeurs modifiées de la bande de garde **p61**
Figure 42 : Schéma global de la simulation ADS® du diplexeur **p64**
Figure 43 : Courbes des paramètres S en dB du diplexeur pour les trois états **p65**
Figure 44 : Schéma d'un filtre 4 pôles en topologie transversale **p67**
Figure 45 : Matrices de couplage normalisées d'un filtre 4 pôles (en haut) et d'un filtre 6 pôles (en bas) à 18,75 GHz avec une bande passante de 0,9 GHz en topologie transversale **p68**
Figure 46 : Courbes des paramètres S en dB et schémas correspondants de la simulation ADS® de deux filtres (4 pôles à gauche et 6 pôles à droite) en topologie transversale **p68**
Figure 47 : Courbes des paramètres S en dB de la simulation ADS® réaliste de deux filtres (4 pôles à gauche et 6 pôles à droite) en topologie transversale avant (en haut) et après optimisation (en bas) **p69**
Figure 48 : Schéma de la simulation ADS® réaliste du filtre 6 pôles en topologie transversale **p70**
Figure 49 : Schémas de principe (en haut) et de la simulation ADS® réaliste (en bas) du multiplexeur pour l'état 2 en topologie transversale **p71**
Figure 50 : Spécificité de l'état 3 au niveau des différences de trajet moyen pour le multiplexeur en topologie transversale **p72**
Figure 51 : Courbes des paramètres S en dB du multiplexeur en topologie transversale pour les trois états suivant la spécification large bande **p73**

Figure 52 : Schéma d'un filtre 8 pôles en topologie transversale-à-paires et sa matrice de couplage **p75**
Figure 53 : Schémas ADS® d'un filtre 8 pôles parfait (en haut) et réaliste (en bas) en topologie transversale-à-paires **p75**
Figure 54 : Courbes des paramètres S en dB d'un filtre 8 pôles parfait (en bas) et réaliste non optimisé (à gauche) et optimisé (à droite) en topologie transversale-à-paires **p76**
Figure 55 : Schémas de principe (en haut) et de la simulation ADS® réaliste (en bas) du multiplexeur pour l'état 2 en topologie transversale-à-paires **p77**
Figure 56 : Courbes des paramètres S en dB du multiplexeur AVANT optimisation pour les trois états en topologie transversale-à-paires **p78**
Figure 57 : Courbes des paramètres S en dB du multiplexeur APRES optimisation pour les trois états en topologie transversale-à-paires **p79**

Chapitre 3 :

Figure 58 : Ensemble imprimé en plastique et métallisé à l'argent constitué par un taper WR15 vers WR19 (1) puis un convertisseur de mode $TE_{10\ rect}$ vers le mode $TE_{01\ circ}$ (2) fonctionnant entre 40 et 60 GHz pour une application d'antenne omnidirectionnelle indoor [1] **p85**
Figure 59 : Vue des différents designs de tés plan H testés en simulation 3D **p87**
Figure 60 : Courbes des paramètres S en dB en simulation HFSS® pour les adaptations (à gauche) et les transmissions (à droite) des différents designs de té plan H : design 1 en noir, design 2 en rouge, design 3 en orange, design 4 en bleu et design 5 en vert **p87**
Figure 61 : Evolution du design 1 du té plan H pour l'équilibrage des puissances entre les voies **p88**
Figure 62 : Courbes des paramètres S en dB en simulation HFSS® pour les adaptations (à gauche) et les transmissions (à droite) des différentes étapes de variations du design 1 de té plan H : étape 1 en noir, étape 2 en rouge, étape 3 en orange et étape 4 en bleu **p88**
Figure 63 : Courbes des paramètres de phases en transmission en degré du té plan H étape 4 (à droite) et vue axonométrique du té plan H étape 4 (à gauche) avec les différentes longueurs de guides d'onde ajoutées sur chaque face du té minimal **p89**
Figure 64 : Vue axonométrique de la simulation (à gauche), photo du prototype (au centre) et allure du champ EM pour le mode TE_{10} (à droite) du té plan H imprimé en plastique et métallisé avec de la laque argent de marque Ferro® L200N **p90**
Figure 65 : Courbes des paramètres S du té plan H mesurées sur la pièce plastique avec les transmissions et les réflexions en dB (à gauche) et les phases en transmission en degré (à droite) **p91**
Figure 66 : Différentes vues de la conception du diviseur de puissance à 4 voies après les deux découpages initiaux (en haut) et courbes des paramètres S en dB de la réflexion à l'entrée et des transmissions sur la bande de simulation (en bas à gauche) et en très large bande (en bas à droite) **p92**
Figure 67 : Différentes vues de la conception du diviseur de puissance à 4 voies dans sa version finale (en haut) et courbes des paramètres S en dB de la réflexion à l'entrée et des transmissions après optimisation manuelle sur la bande de simulation (en bas à gauche) et en très large bande (en bas à droite) **p93**
Figure 68 : Courbes des paramètres S en dB des transmissions entre les sorties (à gauche) et des réflexions sur les sorties (à droite) du diviseur de puissance à 4 voies après optimisation manuelle sur la bande de simulation **p93**
Figure 69 : Vue de face du diviseur de puissance final à 4 voies avec une bride de connexion WR51 sur le port 4 (en gris) **p94**
Figure 70 : Différentes vues du diviseur de puissance final dans sa version élargie et courbes des paramètres S en dB de la réflexion à l'entrée et des transmissions de cette nouvelle version **p94-95**
Figure 71 : Version finale du diviseur de puissance dans sa version imprimable (en haut à gauche) et photo du prototype imprimé en plastique et métallisé avec de la laque argent (en haut à droite), allure du champ EM pour le mode TE_{10} au niveau de l'embranchement (en bas à gauche) et courbes des paramètres S en dB des mesures du prototype (en bas à droite) **p95**

Figure 72 : Allure du diviseur de puissance dans sa version doublée avec les deux entrées et les cinq sorties (à gauche) et le circuit correspondant avec ajout des court-circuits en vert pour créer les états 1 et 2 dans le cas d'une application multiplexeur (à droite) **p96**
Figure 73 : Allure du diviseur de puissance dans sa version doublée dans l'état 1 avec la plaque métallique servant de court-circuit en jaune (à gauche) et les courbes des paramètres S des transmissions en dB correspondantes (à droite) **p97**
Figure 74 : Diviseur de puissance après l'ajout de la seconde plaque métallique servant à éviter les résonnances parasites et les courbes des paramètres S des transmissions en dB correspondantes pour l'état 1 (à gauche) et pour l'état 2 (à droite) **p97-98**
Figure 75 : Divers exemples de tests effectués sur un guide d'onde pour concevoir le déphaseur avec : perturbateur alumine en plan H (en haut à gauche), guide courbé avec plaque métallique en plan H (en haut à droite), guide avec inserts multiples en alumine plan H (en bas à gauche) et guide en diélectrique avec poche d'air centrale et insert diélectrique au milieu (en bas à droite) **p100**
Figure 76 : Différentes vues du déphaseur en guide d'onde vide (en gris) avec inserts diélectriques en plan E enfoncés au maximum prévu (en vert) et angles de construction A et B (en bleu) ainsi que les cotes des perturbateurs **p101**
Figure 77 : Courbes des paramètres S du déphaseur, pour des enfoncements des perturbateurs allant de 0 à 100 % du maximum prévu par pas de 10 %, avec les différentes réflexions en dB (à gauche) et un zoom sur les transmissions en dB (à droite) **p101**
Figure 78 : Phases en transmission en degré (à gauche) et les valeurs de déphasages obtenus en degré en fonction de l'enfoncement des perturbateurs sur trois courbes selon les fréquences basse, centrale et haute de la bande de simulation (à droite) **p102**
Figure 79 : Schéma du déphaseur simulé avec perturbateurs en bleu (à gauche) et photo du déphaseur imprimé en 3D plastique avec perturbateurs plastiques (à droite) **p103**
Figure 80 : Courbes des paramètres S mesurés en dB des réflexions (à gauche) et des transmissions (à droite) du déphaseur avec : guide d'onde sans perturbateur (bleu), 2 perturbateurs au minimum (vert), un seul perturbateur alumine au maximum (orange), 2 perturbateurs alumine au maximum (rouge) et 2 perturbateurs plastique au maximum (noir) **p104**
Figure 81 : Courbes des phases mesurées en degré (à gauche) et des déphasages mesurés par rapport à la référence « guide d'onde sans perturbateur » avec : guide d'onde sans perturbateur (bleu), 2 perturbateurs au minimum (vert), un seul perturbateur alumine au maximum (orange), 2 perturbateurs alumine au maximum (rouge) et 2 perturbateurs plastique au maximum (noir) **p105**
Figure 82 : Différentes vues du déphaseur réduit en simulation avec les valeurs des cotes et des perturbateurs en alumine (en vert) **p106**
Figure 83 : Courbes des paramètres S en dB du déphaseur réduit avec les réflexions (à gauche) et les transmissions (à droite) pour les enfoncements minimum (en haut) et maximum (en bas) avec le mode fondamental TE_{10} en couleur et les modes supérieurs en gris **p107**
Figure 84 : Courbes des phases en transmission en degré du déphaseur réduit simulé sans guide d'onde supplémentaire pour les enfoncements minimum (en noir) et maximum (en rouge) **p107**
Figure 85 : Evolution de l'épaisseur de laque argent déposée avec un pinceau et mesurée en fonction du nombre de couches avec un profilomètre sur des plaques plastiques VeroClear High Quality (HQ) et High Speed (HS) **p111**
Figure 86 : Photos des dépôts de laque argent sur une plaque plastique de VeroClear permettant de mesurer l'épaisseur de laque au profilomètre (à gauche) et sur un design plastique de Verowhite permettant de mesurer l'épaisseur de laque au microscope (à droite) **p112**
Figure 87 : Variations de la valeur de la conductivité équivalente mesurée sur des plaques plastiques en fonction du nombre de couches de laque argent déposées au pinceau **p113**
Figure 88 : Photo générale des différents designs imprimés en 3D plastique et métallisés avec de la laque argent avec de gauche à droite : té plan H, diviseur de puissance 1 vers 3 et en bas le déphaseur **p113**
Figure 89 : Photo des différentes versions du filtre 6 pôles avec une fréquence centrale de 19,3 GHz avec de gauche à droite : version plastique métallisée par Jet Metal®, version plastique métallisée par dépôt autocatalytique de cuivre, version usinée en aluminium et version plastique métallisée à la laque argent (en haut à gauche) et courbes des paramètres S en dB des transmissions et réflexions des filtres

avec laque argent et dépôt autocatalytique (en haut à droite) et avec métallisation Jet Metal® et référence aluminium (en bas avec vue de la voie RF du filtre) **p114-115**
Figure 90 : Zoom x300 au microscope électronique sur les métallisations des filtres 6 pôles imprimés en plastique (correspondant à une surface de 1 mm²) **p116**
Figure 91 : Allures des modules des champs électriques en coupe d'une cavité cylindrique pour les modes TE_{011} fondamental et TM_{111} dégénéré **p118**
Figure 92 : Courbes des conductivités équivalentes mesurées par la méthode de cavité résonante en fonction de la fréquence pour différentes plaques métalliques massives (cuivre, laiton, aluminium) et différents dépôts métalliques (cuivre, argent) sur substrats (plastique, alumine, kapton, papier) **p119**
Figure 93 : Schéma de la chaîne de conception permettant de valider des preuves de concept **p120**

Chapitre 4 :

Figure 94 : Schéma ADS® du multiplexeur à deux canaux avec les filtres paramétrés en matrice de couplage **p124**
Figure 95 : Courbes des paramètres S en dB des trois états avant optimisation (à gauche) et après optimisation (à droite) en simulation ADS® avec des filtres en matrice de couplage **p125**
Figure 96 : Schéma équivalent ADS® d'un filtre réaliste intégrant notamment les pertes et les couplages parasites **p126**
Figure 97 : Courbes des paramètres S en dB des trois états avant optimisation (à gauche) et après optimisation (à droite) en simulation ADS® avec des filtres réalistes **p127**
Figure 98 : Comparaison des courbes des paramètres S en transmission en dB des deux filtres montés en multiplexeur pour l'état 1 entre la simulation circuit ADS® et la simulation EM 3D HFSS®, avec en bas la vue globale du multiplexeur sur HFSS® **p128**
Figure 99 : Comparaison des courbes de phases en transmission en degré des filtres de l'état 1 du multiplexeur entre la simulation circuit (en rouge) et la simulation EM 3D (en bleu) avec les phases des filtres avant correction (à gauche) et après correction (à droite) **p129**
Figure 100 : Comparaison des courbes des paramètres S en transmission en dB des deux filtres montés en multiplexeur pour l'état 1 entre la simulation circuit ADS® et la simulation EM 3D HFSS® après l'ajout du terme de phase correctif sur la simulation circuit **p129**
Figure 101 : Comparaison des courbes des paramètres S en transmission en dB des deux filtres montés en multiplexeur pour l'état 1 entre la simulation MWW™ et la simulation HFSS®, avec en bas la vue globale du multiplexeur sur MWW™ **p131**
Figure 102 : Schéma de simulation du multiplexeur sans déphaseur sur le logiciel MWW™ avec les deux filtres encadrés en sous-ensembles et la vue globale du multiplexeur **p132**
Figure 103 : Courbes des paramètres S en dB des trois états du multiplexeur avant optimisation (à gauche) et après optimisation (à droite) en simulation MWW™ **p133**
Figure 104 : Courbes des paramètres S des phases en transmission en degré pour les correspondances entre les guides d'onde vides et les guides déphaseurs égalisées à la fréquence centrale du multiplexeur (18,75 GHz) **p135**
Figure 105 : Courbes des paramètres S en dB de l'état 1 du multiplexeur comparant les résultats de l'import de guides d'onde vides puis de guides déphaseurs pour remplacer les guides d'onde du logiciel de simulation **p136**
Figure 106 : Courbes des paramètres S en dB de l'état 1 du multiplexeur comparant les résultats de l'import d'un manifold vide puis d'un manifold avec déphaseurs pour remplacer le manifold du logiciel de simulation **p137**
Figure 107 : Vue globale des deux types de manifold (vide et déphaseur, en haut) et courbes des paramètres S en simulation HFSS® (en bas) **p138-139**
Figure 108 : Courbes des paramètres S en dB de l'état 1 du multiplexeur selon que l'on égalise les phases en transmission du manifold déphaseur sur le même manifold vide à la fréquence centrale des filtres (en haut) ou celle du multiplexeur (en bas) **p140**
Figure 109 : Courbes des paramètres S en dB avant optimisation (à gauche) et après optimisation (à droite) de la simulation du multiplexeur dans les trois états avec import du manifold déphaseur **p141-142**

Figure 110 : Courbes des paramètres S en dB après optimisation pour les trois états de la simulation du multiplexeur avec le manifold déphaseur pour les différents logiciels de simulation : MWW™ en noir, CST® en orange et HFSS® en bleu **p142-143**
Figure 111 : Schéma global de la maquette du multiplexeur accordable à deux canaux (en haut) et zoom sur le manifold et les brides non-standards NS (en bas) **p145**
Figure 112 : Schémas des différentes vues du manifold pour la maquette du multiplexeur accordable **p147**
Figure 113 : Schémas des filtres en aluminium et en plastique pour la maquette du multiplexeur accordable **p148**
Figure 114 : Schéma d'une coque de filtre en aluminium avec les trous pour les vis d'assemblage et de réglage et les congés dans les cavités **p148**
Figure 115 : Schémas des transitions des brides NS vers des brides standards WR51 pour la maquette du multiplexeur accordable **p149**
Figure 116 : Schéma de la plaque de soutien avec les moteurs, les manchons, les perturbateurs et le manifold de la maquette du multiplexeur accordable **p150**
Figure 117 : Schémas des manchons servant de lien solidaire entre les moteurs et les perturbateurs diélectriques **p150**
Figure 118 : Photographies des deux maquettes du multiplexeur en plastique et en aluminium **p151**
Figure 119 : Vues de la pièce manifold en aluminium avec le plan de coupe dans le plan E du guide d'onde central et les techniques d'usinage utilisées **p152**
Figure 120 : Photographie des deux manifolds fabriqués en aluminium et en plastique **p153**
Figure 121 : Mesures des deux types de manifold avec leurs transitions **p153**
Figure 122 : Comparaison entre la simulation et la mesure des courbes des paramètres S en dB des manifolds en aluminium (en haut) et en plastique (en bas) **p154**
Figure 123 : Photographie de l'ensemble des filtres fabriqués en aluminium et en plastique **p155**
Figure 124 : Comparaison entre la simulation et la mesure des courbes des paramètres S en dB de tous les filtres bruts : 6 pour la maquette en aluminium (à gauche) et 6 pour la maquette en plastique (à droite) **p155-156**
Figure 125 : Schéma représentatif des fréquences centrales mesurées de tous les filtres par rapport aux fréquences centrales de la simulation **p157**
Figure 126 : Photographie de l'ensemble des transitions en plastique et en aluminium **p158**
Figure 127 : Courbes des paramètres S en dB des deux transitions mesurées ensembles comparées à la simulation pour la version aluminium (en haut) et la version plastique (en bas) **p159**
Figure 128 : Photographie des deux maquettes complètes de multiplexeur (aluminium et plastique) **p160**
Figure 129 : Schéma de principe du réglage du multiplexeur avec en vert la partie déphaseurs, en bleu la partie filtres et en orange la partie multiplexeur **p160**
Figure 130 : Courbes mesurées des paramètres S en dB des trois états réglés du multiplexeur en version aluminium **p161-162**
Figure 131 : Courbes mesurées des paramètres S en dB des trois états réglés du multiplexeur en version plastique **p164-165**
Figure 132 : Courbes en dB de la réflexion du multiplexeur en aluminium dans l'état 1 pour différents enfoncements du perturbateur Lcc **p166**
Figure 133 : Courbes en dB des paramètres S des trois états du multiplexeur accordable en version plastique sans réglage des filtres par des vis mais avec le réglage du manifold par les déphaseurs **p177-178**

Table des Tableaux

Chapitre 1 :

Tableau 1 : Comparatif des différents types de multiplexeurs selon plusieurs paramètres évaluant le système (en dégradé avec vert = très bon et rouge = très mauvais) **p37**

Chapitre 2 :

Tableau 2 : Valeurs des fréquences centrales et des bandes passantes pour les deux filtres et pour les trois états du multiplexeur de la spécification 1C du CNES **p57**
Tableau 3 : Valeurs de répartition de la bande de garde sur les bandes passantes des deux filtres du multiplexeur pour une optimisation avec fixation des valeurs des capacités **p62**
Tableau 4 : Récapitulatif des valeurs de tous les paramètres du multiplexeur pour les trois états après optimisation sur 24 variables en simulation ADS® d'après la spécification 1C du CNES **p63**
Tableau 5 : Récapitulatif des valeurs de tous les paramètres du diplexeur pour les trois états après optimisation sur 20 variables en simulation ADS® d'après la spécification 1C du CNES **p65-66**
Tableau 6 : Valeurs des paramètres des filtres du multiplexeur en topologie transversale pour les trois états suivant la spécification large bande **p74**
Tableau 7 : Valeurs des paramètres des filtres du multiplexeur en topologie transversale-à-paires pour les trois états suivant la spécification large bande **p79**
Tableau 8 : Comparatif final des quatre topologies étudiées pour la simulation d'un multiplexeur **p81**

Chapitre 3 :

Tableau 9 : Valeurs des niveaux de transmission dans un système sans perte en fonction du nombre de voies **p86**
Tableau 10 : Comparaison des valeurs de déphasage minimum entre simulation, mesure et rétrosimulation pour différentes utilisations des inserts diélectriques du déphaseur **p105**
Tableau 11 : Vue d'ensemble comparative des différents types de métallisations possibles pour les pièces plastiques **p109-110**
Tableau 12 : Comparaison des mesures des filtres entre la simulation HFSS® et les filtres aluminium (usiné) et Jet Metal® (imprimé en plastique puis métallisé) **p116**

Chapitre 4 :

Tableau 13 : Correspondances entre les guides d'onde vides et les guides déphaseurs pour obtenir les mêmes niveaux de phases en transmission à la fréquence centrale du multiplexeur (18,75 GHz) **p134**
Tableau 14 : Récapitulatif des valeurs pour les longueurs des guides déphaseurs et l'enfoncement des perturbateurs de chaque guide pour les trois états de réglage du multiplexeur **p141**
Tableau 15 : Récapitulatif des mesures des douze filtres passe-bandes seuls **p157-158**
Tableau 16 : Récapitulatif des mesures des différents états de réglage des deux maquettes de multiplexeur **p164-165**
Tableau 17 : Valeurs des paramètres de la simulation ADS® du multiplexeur pour les trois états en topologie transversale-à-paires après optimisation **p174**

Liste des publications effectuées durant la thèse

- Johann Sence, Aurélien Périgaud, Umair Naeem, Nicolas Jolly, William Feuray, Olivier Tantot, Nicolas Delhote, Stéphane Bila, Serge Verdeyme, *« Réalisation de Prototypes de Filtres Volumiques par Impression 3D Plastique »,* 19èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2015), juin 2015, Bordeaux.

- William Feuray, Olivier Tantot, Eden Sorolla, Nicolas Delhote, « *Détermination Non Destructive de la Conductivité Electrique de Dépôts Conducteurs* », 14èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM 2016), mars 2016, Calais.

- Johann Sence, Aurélien Périgaud, William Feuray, Olivier Tantot, Nicolas Delhote, Stéphane Bila, « *Réalisation de Dispositifs de Filtrage Passifs à l'Aide de Technologies de Fabrication Additive* », 14èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM 2016), mars 2016, Calais.

- Johann Sence, William Feuray, Aurélien Périgaud, Olivier Tantot, Nicolas Delhote, Stéphane Bila, Serge Verdeyme, Dominique Baillargeat, « *Filtre Elliptique 4 Pôles par Fabrication Additive 3D Plastique : Problématique de la Montée en Fréquence* », 20èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2017), 16-19 mai 2017, Saint-Malo.

- W. Feuray, A. Delage, A. Abdelghani, J. Sence, O. Tantot, N. Delhote, K. Frigui, S. Verdeyme, S. Bila, D. Baillargeat, « *Evaluation de Différents Types de Métallisation Appliqués à et par Fabrication Additive* », 20èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2017), 16-19 mai 2017, Saint-Malo.

- J. Sence, W. Feuray, A. Périgaud, O. Tantot, N. Delhote, S. Bila, S. Verdeyme, J. B. Pejoine, R. P. Gramond, "*Plastic and Metal Additive Manufacturing Technologies for Hyperfrequency Passives Components up to Ka band*", European Microwave Conference (EuMC 2016), October 2016, London.

- Feuray W., Delage A., Abdelghani A., Sence J., Tantot O., Bila S., Frigui K., Baillargeat D., Verdeyme S., Delhote N., Tantot Olivier, Delhote Nicolas, Staelens K., "*Evaluation of Metal Coating Techniques up to 66 GHz and their Application to Additively Manufactured Bandpass Filters*", European Microwave Conference (EuMC 2017), Oct. 2017, Nuremberg, Germany.

- Etienne Laplanche, William Feuray, Johann Sence, Aurélien Perigaud, Olivier Tantot, Nicolas Delhote, Cyrille Menudier, Eric Arnaud, Marc Thevenot, Thierry Monédière, Damien Passerieux, Serge Verdeyme, Stéphane Bila, Dominique Baillargeat, "*Additive Manufacturing of Low Cost and Efficient Microwave Passive Components*", IET Microwaves, Antennas & Propagation, 13 Sept. 2017.

- J. Sence, W. Feuray, A. Périgaud, O. Tantot, N. Delhote, S. Bila, S. Verdeyme, J. B. Pejoine, R. P. Gramond, "*Plastic and Metal Additive Manufacturing Technologies for Microwave Passive Components up to Ka band*", International Journal of Microwave and Wireless Technologies, **accepté.**

Résumé :

Multiplexeurs accordables pour application spatiale

Cette thèse a pour but d'étudier le principe d'un multiplexeur de sortie accordable pour la charge utile d'un satellite de télécommunication. La première étape consiste à analyser les principales topologies de multiplexeur de sortie utilisables et les comparer pour en retirer le meilleur candidat pour cette application. Par la suite, diverses études ont été menées sur des composants passifs imprimés en 3D plastique et métallisés de diverses manières, en cherchant à comprendre comment améliorer au mieux les résultats de ces prototypes. La dernière partie de ce manuscrit détaille la conception d'un multiplexeur à deux canaux pouvant être utilisé sur trois états différents en large bande à 19 GHz. Ces états sont créés par des bandes passantes relatives variant de 1,6 à 4,8 % et une réalisation de deux maquettes sert de preuves de concept et de performance (une en plastique métallisé et la seconde en aluminium usiné).

Mots-clés : Accordabilité, Multiplexeur, Filtre, Large bande, Impression 3D, Métallisation

Abstract:

Tunable multiplexers for space application

This thesis is about study of tunable output multiplexer principle for telecommunication satellite payload. The first step is analysis of the main topologies of output multiplexers and to compare them to conclude with the best candidate. Then, several studies were conducted on 3D plastic printed passive components with specific metallizations, searching how to improve results in term of losses and precision. Last part detailed two channels multiplexer design, which can be used on three different states of relative bandwidth from 1.6 to 4.8 % at 19 GHz, and realization of two concept proof prototypes (one in metallized 3D printed plastic and another one in machined aluminum).

Keywords: Tunability, Multiplexer, Filter, Wide band, 3D printing, Metallization