

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE N°521

Sciences et Ingénierie pour la recherche

Laboratoire Xlim, faculté des Sciences et Techniques de Limoges

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline / Spécialité : Électronique des hautes fréquences,

Optoélectronique et Photonique

présentée et soutenue par

Nicolas JOLLY

le 2 Novembre 2015

Filtres accordables volumiques à forts facteurs de qualité pour des applications spatiales

Thèse dirigée par **Nicolas DELHOTE**, **Olivier TANTOT** et **Serge VERDEYME**

JURY :

P. BLONDY	Professeur à l'université de Limoges, Xlim	Président
E. RIUS	Professeur à l'université de Brest, Lab-STICC	Rapporteur
J.-L. CAZAUX	Ingénieur R&D, Thalès Alenia Space	Rapporteur
P. DUMON	Responsable programmation R&T, CNES	Examineur
P. MARTIN IGLESIAS	Ingénieur, ESA	Examineur
F. ROSSIGNOL	Directeur de recherche CNRS, SPCTS	Examineur
S. VERDEYME	Professeur à l'université de Limoges, Xlim	Examineur
N. DELHOTE	Maître de conférence à l'université de Limoges, Xlim	Examineur
D. PACAUD	Ingénieur, Thalès Alenia Space	Invité
L. CARPENTIER	Ingénieur, CNES	Invité
O. TANTOT	Maître de conférence à l'université de Limoges, Xlim	Invité

Andante SOLO

22

25

The musical score consists of two systems of two staves each. The first system starts at measure 22. The bass staff contains a continuous pattern of eighth-note triplets. The treble staff has a whole rest in measure 22, followed by a melodic line in measure 23, and a final triplet of eighth notes in measure 24. The second system starts at measure 25. The bass staff continues with eighth-note triplets. The treble staff has a melodic line in measure 25, a whole rest in measure 26, and a final triplet of eighth notes in measure 27. The tempo is marked 'Andante' and the section is 'SOLO'.

MOZART, 1785

REMERCIEMENTS

Ces travaux de thèse ont été initiés par une collaboration regroupant le CNES, Thalès Alénia Space et le laboratoire Xlim. C'est dans les murs de ce dernier que j'ai effectué mes travaux de thèse, au sein de l'équipe MACAO du département MINACOM. A ce titre, je remercie M. Dominique BAILLARGEAT, directeur de l'institut de recherche Xlim UMR CNRS 6172 de Limoges, et son prédécesseur, M. Dominique CROS.

Cette thèse a été suivie et dirigée par M. Serge VERDEYME, professeur à l'université de Limoges, et M. Nicolas DELHOTE, maître de conférence à l'université de Limoges, auxquels j'adresse toute ma reconnaissance pour m'avoir guidé et fait confiance dans le choix de cette thèse. Naturellement, je remercie tout particulièrement M. Olivier TANTOT, maître de conférence à l'université de Limoges, qui a participé de manière active et attentionnée à cet encadrement. Aussi, j'exprime la grande satisfaction que j'ai eue à travailler avec M. Ludovic CARPENTIER, ingénieur au CNES, à qui j'ai succédé dans l'open-space, sans oublier Mme. Laetitia ESTAGERIE, ingénieur au CNES, qui a assuré mon suivi au CNES pendant la première année. Enfin, je réserve toute ma gratitude à Damien PACAUD, ingénieur à Thalès Alénia Space, pour les échanges extrêmement formateurs et pertinents que nous avons eu au cours du stage au sein de TAS et durant la thèse.

Je remercie également M. Pierre BLONDY, professeur à l'université de Limoges, d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse avec intérêt.

Je tiens à appuyer mes remerciements envers M. Eric RIUS, professeur à l'université de Brest et M. Jean Louis CAZAUX, Manager innovation à Thalès Alénia Space, pour avoir rapporté ce manuscrit de manière très attentive. J'ai particulièrement apprécié leur engagement sur cette thèse.

Enfin, parmi les membres du jury, je remercie Petronilo MARTIN IGLESIAS, ingénieur à l'ESA, qui a fait le déplacement des Pays-bas pour assister à ma soutenance. Je remercie également l'implication de M. Patrick DUMON, responsable programmation R&T au CNES et M. Fabrice ROSSIGNOL, professeur de l'université de Limoges au SPCTS, dans l'examen de ce rapport.

Parmi les personnes que j'ai pu croisées au cours de cette thèse, je souhaite remercier en particulier M. Hussein EZZEDDINE, alors post-doctorant à Xlim, M. Aurélien PERIGAUD, ingénieur de recherche à Xlim, Stéphane BILA, chercheur CNRS, M. Damien PASSERIEUX, ingénieur de mesures à Xlim, M. Jérôme CLAUS, ingénieur R&D au CTTC, M. Jérôme PUECH et M. Luc LAPIERRE, ingénieurs au CNES, M. Benoît MILORD et M. Hervé LEREEC, ingénieurs à Sogclair, et enfin

M. René GRAMONT, professeur au Lycée TURGOT, pour avoir participé au bon déroulement de cette thèse de par la qualité de leurs expertises.

Un grand merci à Mme. Marie-Laure GUILLAT, secrétaire du département MINACOM, pour son dévouement et son efficacité dans le traitement des lourdes tâches administratives, toujours avec sympathie.

Bien sur, rien n'est plus important que de travailler dans un bon environnement induit majoritairement par les liens amicaux qui existent et se forment au cours d'une telle expérience. En particulier dans le cadre de cette thèse, je tiens à remercier profondément les quelques personnes avec qui j'ai eu le privilège de partager de nombreux moments inoubliables. Ainsi, merci à vous Karthik, Arnaud, Etienne, Agostino, Paul, Yoann, Clément, Johan. Merci d'avoir été là. Parmi les doctorants, post doctorants ou autres que j'ai pu croisé et qui font partie prenante de cette expérience, je tiens à adresser mes chaleureuses pensées à Claudio, Thomas, Audrey, Christophe, Julien B, Katell, Emilien, Anaël, Jérémy , Zeineb, Anthony, Ahmed, Faten, Khalil, Rim, Jammal, Samuel, Carlos et Eden.

Très sincèrement, je remercie vraiment tous mes amis, toute ma famille et belle famille qui m'ont toujours soutenu et qui ont entièrement participé à ce parcours.

Enfin, à toi Lolita, un grand merci.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

« De l'espace pour la terre ». Le slogan du CNES évoque le potentiel extraordinaire de l'accès à l'espace pour observer la terre et mieux la comprendre et au-delà, appréhender un peu mieux l'univers qui nous entoure. L'être humain, curieux par nature, cherche sans cesse à mieux comprendre le monde mais aussi à utiliser tous les moyens dont il dispose pour créer. Parmi les grandes explorations de ces derniers siècles, la plus spectaculaire est sans doute l'accès à un lieu extérieur à la planète terre : l'espace.

Les avancées techniques ont permis à l'être humain de se hisser dans l'espace qui est alors utilisé comme un grand laboratoire d'expériences et d'observations. De plus, un secteur a tiré profit des avantages offerts par la mise en orbite de satellites : ce sont les télécommunications. Elles représentent aujourd'hui le plus gros marché dans le domaine spatial. L'intérêt de communiquer par l'intermédiaire de satellites est évidemment financier : coût plus faible des infrastructures, large couverture facile d'accès.

Les télécommunications ciblent aujourd'hui un marché nouveau : le très haut débit, l'accès Internet et une mise en réseau plus efficace, ceci sur toute la surface terrestre en incluant de plus les réceptions mobiles, donc un suivi de l'utilisateur en temps réel. Pour ces raisons, le développement des dispositifs hyperfréquences s'oriente aujourd'hui vers des systèmes optimisés en terme de capacité, passant par un besoin de reconfigurabilité en temps réel de la charge utile.

Le besoin d'accordabilité dans les dispositifs de filtrage s'exprime sous trois aspects. Premièrement, dans l'optique de diminuer les coûts de fabrication et de lancement des satellites, les systèmes embarqués doivent être moins encombrants et plus légers. En particulier, les filtres volumiques d'OMUX (Output Multiplexer) sont encombrants et lourds. Par conséquent, il serait intéressant de réduire leur nombre en utilisant un filtre accordable qui remplirait plusieurs fonctions de filtrage. Deuxièmement, l'évolution des communications sans fils (télévision haute définition, systèmes de positionnement -GNSS-, téléphonie) demande de plus en plus de systèmes au comportement agile afin de couvrir plusieurs bandes de fréquences ou plusieurs fonctions. Par conséquent, il est nécessaire de prévoir des technologies de filtrage qui s'adaptent en temps réel à un changement de bande passante ou de fréquence. Troisièmement, une autre vision consiste à considérer des systèmes génériques, à savoir une même structure, avec un ou plusieurs éléments mobiles, déclinée en filtres avec des réponses différentes. Autrement dit, l'idée est d'avoir N filtres identiques structurellement, avec un réglage spécifique pour chaque filtre, permettant d'obtenir N réponses distinctes. L'intérêt est d'allier la robustesse et la fiabilité des filtres fixes (pas d'éléments mobiles en vol) à un gain logistique substantiel lors de la fabrication. En effet, la phase de réglage et d'adaptation de l'outillage étant longue et coûteuse, fournir N filtres identiques permet de réduire

l'impact financier et chronophage de cette étape en se rapprochant des avantages qu'offre une production de grandes séries. Cela ne demande qu'un réglage « sur table », de toute manière inhérent aux filtres volumiques.

Les hautes performances électriques et le besoin de tenue en puissance lors des applications d'OMUX requièrent l'utilisation de filtres à technologie volumique telles que des cavités afin d'atteindre un facteur de qualité supérieur à la dizaine de millier.

Il existe de nombreuses techniques d'accord adjointes à ces filtres dans la littérature tels que l'utilisation d'éléments électrostatiques, électroniques, piezoélectriques, magnétostatiques, électromécaniques. Cependant, ceux-ci dégradent le facteur de qualité de manière rédhibitoire pour l'application visée. Seul un accord mécanique (mis à part les technologies à supra-conducteurs trop difficiles à mettre en œuvre dans des conditions spatialisables) permet de conserver des systèmes viables. Au vu des compétences acquises dans le domaine de la céramique et en particulier la maîtrise des méthodes de fabrication d'éléments diélectriques, sans oublier les propriétés électromagnétiques intéressantes de tels matériaux, nous nous sommes axés sur l'utilisation d'un élément diélectrique en mouvement à l'intérieur d'une cavité pour assurer une fonction d'accord en fréquence et/ou bande passante.

Le chapitre I est décomposé en trois parties. Dans la première, nous plaçons le contexte de l'étude à travers l'évolution des systèmes de télécommunications spatiales et démontrons le besoin d'accordabilité. Ensuite, nous décrivons l'état de l'art des filtres accordables. La dernière partie concerne les méthodes de conception RF et introduit la fabrication additive et son intérêt dans les systèmes du futur.

L'objet de cette thèse se décline autour de deux spécifications distinctes. La première exposée dans le chapitre II, en bande Ku (10-12 GHz), a pour but de concevoir un filtre pour deux OMUX. Ce filtre dispose de deux états et est à bandes passantes constantes à 36 MHz. Chaque filtre N offre deux états i et j qui correspondent au filtre N des OMUX i et j. Chaque filtre effectue donc un saut de canal d'un OMUX à un autre de 747 MHz (de 10,72 GHz à 11,47 GHz pour le premier filtre de chaque canal). La solution technologique apportée consiste en l'insertion d'un élément diélectrique en rotation, qui perturbe le champ EM d'une manière différente dans ses deux positions (0 et 90°) engendrant le saut fréquentiel désiré. Le contrôle des couplages se fait à travers la même et unique commande par l'insertion de plot diélectriques de part et d'autre des iris afin de conserver un couplage normalisé constant. L'étude est effectuée sur un mode dual afin de réduire fortement l'encombrement du filtre, astreignant le dispositif à une certaine conservation de symétrie.

La deuxième spécification décrite dans le chapitre III, en bande Ka, concerne

des applications multispots (multifaisceaux). L'objectif est de fournir un dispositif de deux filtres à bandes passantes cumulées de 500 MHz. Suivant le besoin, cette bande passante est partagée entre les deux filtres et chacun se voit allouer une bande passante de 125 MHz, 250 MHz ou 375 MHz. L'enjeu est donc d'obtenir une forte variation de couplage avec une fréquence centrale quasi constante. Par extrapolation, nous étudions les différentes possibilités d'accord afin de désynchroniser fréquence et bande passante, pour générer un spectre de réponses très large. La solution sera ensuite adaptée au besoin particulier. La voie envisagée consiste en l'introduction de plongeurs diélectriques en translation dans la cavité et dans les iris.

En parallèle, dans le même chapitre, nous avons apporté quelques éléments de réponse au besoin de généricité. En effet, les filtres d'OMUX ont des caractéristiques identiques à la fréquence de résonance près. Il est donc intéressant de prévoir un système qui allégerait la charge lors de la fabrication en ne fabriquant qu'une structure qui serait ensuite réglée au sol pour obtenir tout état désiré pour chaque filtre. Cela peut se faire par exemple par l'intégration d'une forme diélectrique fixe différente pour chaque filtre.

Enfin, dans le chapitre IV, nous développons une approche de conception nouvelle qui consiste à utiliser les potentialités offertes par l'impression plastique 3D. En effet, la maturité atteinte par ces technologies permet d'obtenir des systèmes électromagnétiques fiables jusqu'à 10 GHz. L'évolution croissante de l'impression 3D et les gains en résolution et états de surface associés promettent des résultats exploitables à plus hautes fréquences. L'intérêt majeur réside dans le faible coût et la rapidité d'exécution comparativement à une méthode de fabrication classique par usinage. Cependant, les performances obtenues à l'heure actuelle ne permettent pas d'implanter des filtres à très fort facteurs de qualité dans des systèmes industrialisables. Cela reste donc un outil non chronophage et bas coût pour une phase prospective de recherche de solutions et de validation de principes.

Sommaire

Remerciements.....	4
Introduction Générale.....	7
Chapitre 1 - Evolution des systèmes de télécommunication - Les filtres accordables -Méthodes de conception RF et fabrication additive	17
Partie A : Evolution des Systèmes de télécommunications spatiales.....	18
I Introduction.....	18
II Les satellites de télécommunication.....	18
II.1 La communication, vecteur de l'évolution.....	18
II.2 L'électromagnétisme pour un réseau mondial.....	19
II.3 Pourquoi le choix de l'espace.....	20
II.4 L'origine des télécommunications spatiales (fig.1).....	20
II.5 Le satellite de télécommunications et ses interlocuteurs (fig.2).....	21
III Le marché des télécommunications : l'explosion de la télédiffusion ?.....	22
III.1 Le marché des télécommunications.....	22
III.2 Évolution des fonctionnalités.....	24
III.2.1 Vers un dialogue satellite – utilisateur.....	24
III.2.2 Internet pour tous ou comment englober la planète terre.....	24
IV Les nouveaux systèmes de communications.....	27
IV.1 High Throughput Satellites (HTS).....	27
IV.2 Vers des systèmes adaptatifs : SDMA/SFIR.....	28
IV.2.1 multispot fixe.....	28
IV.2.2 Multispot adaptatif.....	29
IV.3 Filtres d'OMUX reconfigurables, un grand challenge.....	30
V Conclusion.....	33
VI Références.....	34
Partie B :Bibliographie -.....	36
Filtres accordables à forts facteurs de qualité.....	36
I Introduction.....	36
I.1 Description succincte d'un satellite de télécommunication.....	36
I.1.1 Filtres agiles – généralités.....	37
I.2 Filtres agiles – description.....	37
I.3 Paramètres des filtres et facteur de mérite.....	38
I.3.1 Paramètres physiques.....	38
I.3.2 Paramètres électriques – facteurs de mérite.....	38
I.4 Facteur de qualité.....	40
II Filtres planaires accordables.....	41
III Filtres volumiques accordables.....	44
III.1 MEMS et varactors - τ : ns/ μ s.....	44
III.1.1 SIW et varactors.....	45
III.1.2 Résonateurs coaxiaux.....	45
III.1.3 Lignes contrôlées par des commutateurs (switchs).....	46
III.1.4 Parois effectives.....	48
III.2 Commandes électriques / magnétiques / piézoélectriques - τ : ms.....	50
III.2.1 Cavité évanescence avec membrane mobile.....	50

III.2.2	force magnétostatique.....	53
III.3	Commandes mécaniques – τ : s.....	54
III.3.1	Modification du volume de la cavité à l'aide d'un capot mobile ou d'un plongeur	54
III.3.2	Filtre combline.....	57
III.3.3	L'insertion d'éléments diélectriques en mouvement dans la cavité.....	58
III.4	Tableau comparatif.....	59
IV	Conclusion	61
V	Références.....	61
Partie C	: Méthode de conception RF, et technologies de fabrication additive.....	65
I	Méthode de conception RF.....	65
I.1	Spécification et choix technologique.....	66
I.2	Matrice de couplage, topologie et dimensionnement de la structure.....	66
I.2.1	Matrice de couplage : FELO, exemple d'un filtre 4 pôles.....	66
I.2.2	Topologie et dimensionnement.....	68
I.3	Analyses et fabrication.....	69
I.3.1	Identification des couplages : Presto.....	69
I.3.2	Analyses mécaniques.....	70
I.3.3	Fabrication et mesures.....	70
II	Les méthodes de fabrication : vers les technologies additives ?.....	71
II.1	Introduction.....	71
II.2	Les procédés de fabrication traditionnels.....	72
II.2.1	Le retrait de matière.....	72
II.2.2	Le moulage par injection.....	73
II.2.3	Le formage.....	73
II.2.4	L'assemblage.....	74
II.3	Les procédés de fabrication par technologies additives.....	74
II.3.1	Photopolymérisation en bain : la Stéréolithographie (SLA) et le Digital Light Processing (DLP).....	75
II.3.2	Material jetting (projection de matériaux): Le Polyjet et le multijet.....	77
II.3.3	Binder jetting (projection de liants): impression 3D.....	79
II.3.4	Powder bed fusion : Le frittage sélectif laser (SLS), Fusion de métal sélective (SLM), Fusion par faisceau d'électron (EBM).....	80
II.3.5	Sheet Lamination: Laminated Object Manufacturing (LOM).....	82
II.3.6	Material Extrusion : Dépôt de fil (FDM et FFF).....	83
II.3.7	Directed Energy Deposition (DED) : Laser Engineered Net Shaping (LENS), Direct Metal Deposition (DMD), 3D Laser Cladding).....	84
II.3.8	Autres.....	85
II.4	Comparatif.....	86
II.5	Les matériaux dans les AM.....	89
II.6	L'impression 3D dans l'aérospatial.....	90
II.7	Conclusion.....	92
III	Bibliographie.....	93
Chapitre 2 - Filtre accordable à perturbateur diélectrique pour une application en saut de canal en bande Ku.....		97
I	Introduction.....	98
II	Spécifications.....	99

II.1	Spécifications.....	99
II.2	Contraintes mécaniques et électriques.....	100
II.3	Matrice de couplage.....	100
III	Choix du mode de résonance et géométrie du diélectrique.....	101
III.1	Matériaux diélectriques dans les systèmes de filtrage.....	101
III.1.1	Permittivité.....	101
III.1.2	Tangente de pertes diélectriques ($\tan\delta$).....	102
III.1.3	Stabilité thermique de la fréquence.....	104
III.1.4	Avantages et inconvénients.....	105
III.1.5	Modes de résonance.....	105
III.2	Études de modes de résonances de cavité et diélectrique associé.....	108
III.2.1	Première étape : cavité vide.....	108
III.2.2	Deuxième étape : forme et mouvement du diélectrique.....	109
III.2.3	Matériaux diélectriques.....	111
III.3	Étude du mode de résonance TE ₁₁₂	112
III.3.1	Principe physique.....	112
III.3.2	Iris de couplage.....	113
III.3.3	Étude de l'excursion.....	113
III.3.4	Présentation de la forme optimisée et premiers réglages.....	114
IV	Conception du filtre préliminaire.....	117
IV.1	Topologie initiale (fig.58).....	117
IV.2	Premiers résultats, évolutions à apporter.....	118
IV.2.1	Contraste des couplages aux accès.....	118
IV.2.2	Réglage du contraste des couplages inter-polarisations.....	119
IV.3	Étude de sensibilité.....	121
IV.3.1	Défaut de positionnement.....	121
IV.3.2	Défaut de dimensionnement.....	122
IV.3.3	Conclusion.....	122
V	Conception du filtre final.....	123
V.1	Repositionnement sur le diélectrique.....	123
V.1.1	Changement de matériau : du BMT à l'alumine.....	123
V.1.2	Changement de géométrie et ajout de vis.....	124
V.2	Optimisation mécanique de la forme.....	126
V.3	Repositionnement sur la méthode de fabrication et forme finale du diélectrique.....	127
V.3.1	Problématique.....	127
V.3.2	Segmentation et assemblage.....	127
V.3.3	Usinage.....	128
V.4	Forme finale du canal.....	129
V.5	Réponse finale.....	130
V.5.1	Facteur de qualité à vide.....	130
V.5.2	Réponse du filtre.....	131
V.6	Moteur.....	131
VI	Fabrication.....	132
VI.1	Pièces diélectriques.....	132
VI.2	Canal métallique.....	133
VII	Mesures.....	134
VII.1	Assemblage.....	134

VII.2 Réglage.....	135
VII.3 Large bande.....	136
VII.4 Bande étroite.....	137
VII.5 Origine des pertes.....	138
VIII Conclusion.....	139
IX Bibliographie.....	141
Chapitre 3 - Filtrés génériques en bande Ku et Applications multispot en bande	
Ka.....	142
Introduction.....	143
Partie A : Généricité Ku – canaux 36 MHz.....	144
I Introduction.....	144
II Spécifications.....	144
II.1 Description.....	144
II.2 Filtrés.....	145
II.3 Matrice de couplage.....	145
III Solutions envisagées.....	145
III.1 Une cavité, des diélectriques.....	145
III.1.1 Dispositif (fig.88).....	145
III.1.2 Réglage de l'état haut.....	146
III.1.3 Réglage de l'état bas.....	147
III.1.4 Réglage par vis.....	148
III.1.5 Réglage d'un état intermédiaire.....	149
III.1.6 Conclusion.....	149
III.2 Ajout de plongeurs dans la cavité.....	150
III.2.1 Présentation de l'accord fréquentiel.....	150
III.2.2 Couplages inter-polarisations et d'accès.....	151
III.2.3 Couplages inter-cavités.....	152
III.2.4 Filtré quatre pôles.....	153
III.2.5 Conclusion.....	154
III.3 Conclusion.....	154
Partie B : Multispot en bande Ka.....	156
I Spécifications.....	156
I.1 Ordre des filtres en bande Ka.....	156
I.2 Spécifications des filtres en bande Ku.....	157
I.3 Choix du dispositif d'accord.....	158
II Études de variations de couplages et de fréquences.....	158
II.1 Rotation d'inserts diélectriques elliptiques pour l'accord des couplages par iris.....	158
II.2 Translation de plots pour les couplages d'iris.....	159
II.2.1 Plongeurs diélectriques.....	159
II.2.2 Plongeurs métallisés.....	160
II.3 Translation de plots pour les couplages inter-polarisations.....	160
II.3.1 Vis diélectriques.....	160
II.3.2 Plots en centre de cavité.....	161
II.4 Translation de cylindres pour le décalage fréquentiel.....	161
III Adaptation de la cavité.....	162
III.1 Choix des dispositifs des commandes / iris colinéaires.....	162

III.2	Simulations à vide.....	163
III.3	Matériaux diélectriques employés pour réaliser les inserts.....	164
III.4	Faisabilité.....	164
IV	Optimisation des dimensions du filtre accordable.....	165
IV.1	Simulations du filtre quatre pôles.....	165
IV.2	Mode parasite.....	167
IV.3	Topologie transversale.....	168
V	Conclusion.....	169
Chapitre 4 - Prototypage rapide par impression plastique - application au filtrage.....		171
I	Introduction.....	172
II	Intégration de l'impression plastique dans la phase de conception.....	173
II.1	Contexte et Enjeux.....	173
II.2	Moyens : FDM et Polyjet.....	173
II.2.1	FDM.....	173
II.2.2	Polyjet.....	174
II.3	Nouvelle approche de conception (fig.116).....	174
III	Prototypage conceptuel du filtre Ku.....	175
IV	Filtres plan E.....	179
IV.1	Filtres plan E.....	180
IV.2	Filtre fixe 2 pôles : validation de la FDM.....	180
IV.3	Translation longitudinale d'inserts métalliques.....	182
IV.3.1	Filtre agile en fréquence.....	182
IV.3.2	Filtre accordable à bande passante constante.....	183
IV.4	Translation axiale d'inserts métalliques.....	185
IV.5	Rotation d'inserts métalliques.....	186
IV.6	Conclusion.....	188
V	Filtres à parois mobiles.....	188
V.1	FDM : filtre à 5 GHz.....	188
V.2	Polyjet : filtre à 10 GHz.....	190
V.3	Conclusion.....	192
VI	Conclusion.....	192
VII	Bibliographie.....	193
Conclusions & Perspectives.....		195
Bibliographie personnelle.....		200
Annexes.....		201
Annexe 1 : Dimensions du diélectrique final (Chap. 2).....		202
Annexe 2 : Nomenclature du diélectrique (chap 4).....		203
Résumé.....		204

Chapitre 1

Evolution des systèmes de
télécommunication

Les filtres accordables

Méthodes de conception RF
et fabrication additive

PARTIE A : EVOLUTION DES SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS SPATIALES

I Introduction

La communication, par la mise en réseau des individus, est très certainement 'l'outil' le plus influant aujourd'hui dans l'évolution de nos modes de vie. Les systèmes de communication n'ont cessé d'évoluer pour atteindre maintenant une mise en réseau mondiale. Par l'utilisation de l'espace libre, l'information est par ailleurs plus facilement accessible sans l'installation coûteuse et fastidieuse de supports physiques.

Naturellement, l'accès à l'espace est parfaitement adapté à cette philosophie : diffuser l'information sur l'ensemble de la planète. Aujourd'hui, les télécommunications génèrent une force économique incontournable et les systèmes spatiaux restent compétitifs par rapport aux liaisons terrestres.

Dans ce secteur des télécommunications par satellites, c'est la télévision qui représente actuellement la majeure partie du chiffre d'affaire. Or la demande commence à s'orienter vers l'Internet à très haut débit, accessible de partout, ce à quoi peuvent parfaitement répondre les télécommunications spatiales. Ainsi des systèmes bi-directionnels avec de fortes bandes passantes sont la nouvelle direction de recherche. Cependant, cette explosion de données engage les concepteurs de charges utiles à optimiser leur capacité afin de réduire le coût au bit transmis et rester compétitif. La solution la plus efficace est donc de concevoir des charges utiles reconfigurables qui s'adaptent en temps réel à la demande.

II Les satellites de télécommunication

II.1 La communication, vecteur de l'évolution

La spécificité de l'être humain est sa capacité à s'organiser en réseau afin d'optimiser la transmission d'informations. Cet échange se nomme la communication. Ce besoin spécifique de partage est inhérent au processus d'évolution de l'espèce au travers la mise en commun des connaissances, de l'expérience, des observations, de l'information. C'est donc la base indispensable d'une construction sociétale. La communication se présente sous de nombreuses formes, la plus évidente étant la transmission orale, mais également à travers de données sous forme de livres, de peintures, de sculptures, de musiques ou tout autre mode d'expression graphique, phonique, visuel, sensoriel et plus insidieusement, génétique.

Une communication se caractérise par un émetteur et un récepteur qui

échantent une information à travers des supports de diverses natures. En mettant en relation plusieurs interlocuteurs à travers des nœuds et des systèmes de diffusion, avec la possibilité de mélanger les supports d'informations, nous obtenons un réseau de télécommunication, à savoir, la possibilité pour chacun de communiquer avec n'importe quelle personne qui dispose d'un accès à ce réseau.

Au fil des siècles, l'homme n'a cessé de développer des techniques de communication [1]. Dans l'antiquité, les systèmes utilisés étaient de type sonore ou visuel (fumée, trompette, phares, tambours...) pour une portée de quelques kilomètres au mieux. Il a fallu attendre la mise en réseau de télégraphes optiques de Chappe en 1792 pour assurer une liaison entre Paris et Lille de proche en proche en 1794. Cependant, ces techniques sont fortement dépendantes des conditions météorologiques, problème contourné en 1837 avec l'apparition du télégraphe électrique avec comme support des câbles métalliques fonctionnant également la nuit. Des liaisons sous-marines sont mises en place entre la France et l'Angleterre en 1851, puis sept ans plus tard, la première liaison transatlantique. L'évolution de l'électromagnétisme permet des transmissions en espace libre, sans support physique, à partir de 1901. S'ensuit tout naturellement la naissance de la télévision (1923) et de la téléphonie mobile (1940). Dans la seconde moitié du XX^{ème} siècle, avec l'accès à l'espace, l'apparition d'Internet, l'amélioration continue des systèmes de transport et de traitement de l'information et la fibre optique, nous avons abouti à des réseaux de télécommunication très efficaces.

II.2 L'électromagnétisme pour un réseau mondial

C'est avec l'avènement de l'électromagnétisme et de l'électronique que se sont développés ces systèmes de communication ultra-efficaces. En effet, cette révolution portant le nom de télécommunication, tire profit des propriétés très intéressantes des ondes électromagnétiques qui permettent de communiquer à des distances couvrant la surface de la planète terre à une vitesse proche de la célérité de la lumière.

La télécommunication consiste en la transformation de l'information sous forme d'onde électromagnétique qui transite de l'émetteur au récepteur à travers un support -nommé canal- tels que des liaisons filaires, des fibres optiques ou plus simplement, l'espace libre. Il existe de nombreux protocoles de communication, et chaque échange peut être crypté. Cela offre donc une communication rapide, sûre et relativement fiable. Ainsi, les télécommunications rassemblent les communications téléphoniques, Internet, la télévision, soit des enjeux importants à l'échelle de l'humanité. Par conséquent, c'est une industrie qui concentre une forte activité de développement afin de fournir un accès au plus grand nombre, dans toutes zones géographiques à moindre coût et de permettre une densification des échanges de données. De nombreux travaux consistent également en la recherche de solutions peu consommatrices en énergie. En

effet, à l'heure actuelle, les télécommunications représentent 2% de la consommation d'énergie mondiale, dont une majeure partie -70%- est perdue dans les équipements à faibles rendements. Économiquement, les enjeux sont très forts et en font un domaine propice aux investissements et donc à la recherche de solutions technologiques toujours plus performantes.

II.3 Pourquoi le choix de l'espace

Concernant les réseaux hors espace, leurs inconvénients majeurs sont le coût, l'implémentation et l'entretien des infrastructures associées. En effet, celles-ci peuvent demander des aménagements complexes qui n'offrent pas nécessairement un accès pérenne et universel. Par ailleurs, elles ne sont pas immunes face aux catastrophes naturelles et il est impensable de pouvoir atteindre tout point terrestre. Pour ces raisons d'ordre logistique, l'utilisation de satellites apporte une solution pertinente bien qu'ambitieuse. En effet, malgré un coût de conception et de mise en place élevés à travers des lancements onéreux, elle reste compétitive face aux liaisons terrestres, par la couverture associée potentiellement totale et la sûreté du service.

II.4 L'origine des télécommunications spatiales (fig.1)



Figure 1: Spoutnik, Echo et Telstar 1 : l'origine des télécommunications spatiales

Spoutnik est considéré comme l'origine de l'ère spatiale. Sa période de révolution autour de la terre était de 96 min. Ce fut à travers ses quatre antennes qu'il émit son « bip-bip ». Le premier vol habité par un être vivant, avec la chienne Laïka, fut lancé le 3 Novembre 1957, ce fut Spoutnik 2. Cet exploit s'érigea surtout comme un symbole dans un contexte de guerre froide, qui poussa les États-Unis à fortement investir dans la recherche pour accéder également à ce nouvel espace, sans compter l'importance de maîtriser le lancement de fusées pour la stratégie militaire.

Le ballon Echo, de 30 m de diamètre recouvert d'une fine couche d'aluminium et pesant 59,8 kg fut placé en orbite basse en août 1960 après un premier essai infructueux en mai. Il avait la simple fonction de réflecteur d'une onde Hertzienne et permit la transmission de communications télévisuelles, radio et téléphoniques

intercontinentales. Sa mission s'acheva le 24 mai 1968 lorsqu'il se consuma dans l'atmosphère.

Enfin, Telstar 1 ouvrit la voie aux satellites de communications actifs le 10 juillet 1962, embarquant une chaîne de traitement pour fournir des appels téléphoniques et des programmes télévisuels sur de grandes distances. Ce polyèdre de 77 kg et 88 cm fut surtout un démonstrateur fonctionnel pour comprendre et appréhender les difficultés de mise en orbite et d'exploitation d'un satellite ainsi que sa liaison avec les stations terrestres et l'interaction avec l'environnement spatial.

Depuis, les satellites de télécommunication sont devenus de plus en plus complexes et de plus en plus lourds (tendance qui tend à s'inverser actuellement) atteignant plusieurs tonnes. Par ailleurs, des constellations se sont développées par la suite pour assurer une meilleure couverture et un service continu. L'objectif est de transmettre toujours plus d'informations, de meilleure qualité, à chaque instant et partout.

II.5 Le satellite de télécommunications et ses interlocuteurs (fig.2)

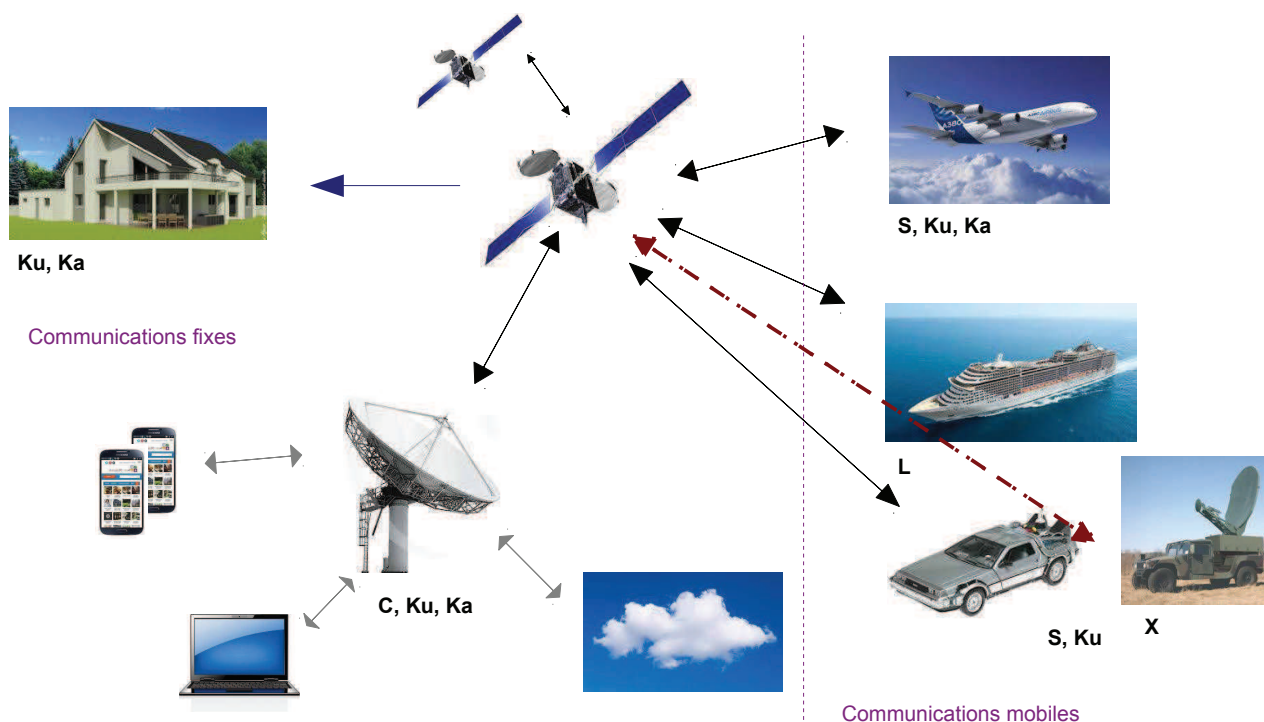


Figure 2: Le satellite de télécommunications et ses interlocuteurs

En fonction de l'application et de l'utilisateur, un satellite émet et/ou reçoit sur une bande de fréquence définie par l'Union Internationale des Télécommunication (UIT) [2] qui régule et norme ce secteur.

Les communications fixes regroupent les terminaux terrestres tels que les Gateways (antennes de stations de réception/émission terrestres) et VSAT (*Very Small Aperture Terminals*) qui assurent le relais entre la téléphonie, l'accès Internet par ordinateur et la mise en liaison avec le cloud. Il y a un grand enjeu dans la miniaturisation et l'augmentation des performances des terminaux sans trop affecter le coût reporté sur le client. L'accès aux bandes Ku (12/14 GHz) et Ka (20/30 GHz) permet de diminuer la taille des antennes et d'avoir des débits bien meilleurs grâce aux fréquences plus élevées. Elles sont très utilisées pour les services de télécommunication multimédia et haut-débit. Cependant, la bande Ka est très sensible aux perturbations atmosphériques, il est donc préférable de l'utiliser pour des applications en Tx/Rx, pour que l'information puisse être envoyée de nouveau en cas de perte. Les bandes L (1,5/1,6 GHz) et S (2/2,2 GHz) sont moins sensibles aux effets de masquage et à la météorologie, ce qui en fait des systèmes plus robustes utiles pour les applications de positionnement pour les communications mobiles. Les communications en bande X (7,3/8 GHz) sont réservées aux transmissions sécurisées et cryptées pour des utilisations stratégiques et militaires et pour des applications radars. Cette dernière application utilise aussi la bande C (4/6 GHz).

Les satellites peuvent communiquer entre eux pour optimiser une liaison mobile par exemple, pour basculer d'un satellite à un autre afin de ne pas perdre la connexion et optimiser la transmission de données.

Les applications sont donc axées autour de la transmission de chaînes radio et télévisuelles, des activités militaires, de l'utilisation d'Internet et du positionnement (GNSS). Cela peut aussi être utile pour des opérations de secours dans des zones sinistrées où les infrastructures terrestres sont alors inopérantes, ou la localisation de balises (Argos, Cospas-sarsat) qui ont permis le sauvetage de milliers de vies.

En dehors des télécommunications, les satellites servent également de support pour des missions d'ordres scientifiques pour l'observation de la terre, des océans mais aussi de l'univers (et sont un atout incontestable pour sa compréhension), le suivi de populations animales...

III Le marché des télécommunications : l'explosion de la télédiffusion ?

III.1 Le marché des télécommunications

D'après le rapport de l'industrie satellitaire de mai 2015 [3], le revenu global de l'industrie satellitaire se hisse à deux cent trois milliards de dollars en 2014, soit une hausse de 4 % par rapport à 2013 (contre une hausse de 3 % l'année précédente). Cela représente une progression de 230 % sur dix ans. Nous notons la forte présence des États-Unis dans ce secteur avec 43 % des revenus générés. Ces derniers sont répartis

sur les services (60%), les équipements des consommateurs au sol (29%), la fabrication de satellites et leur lancement.

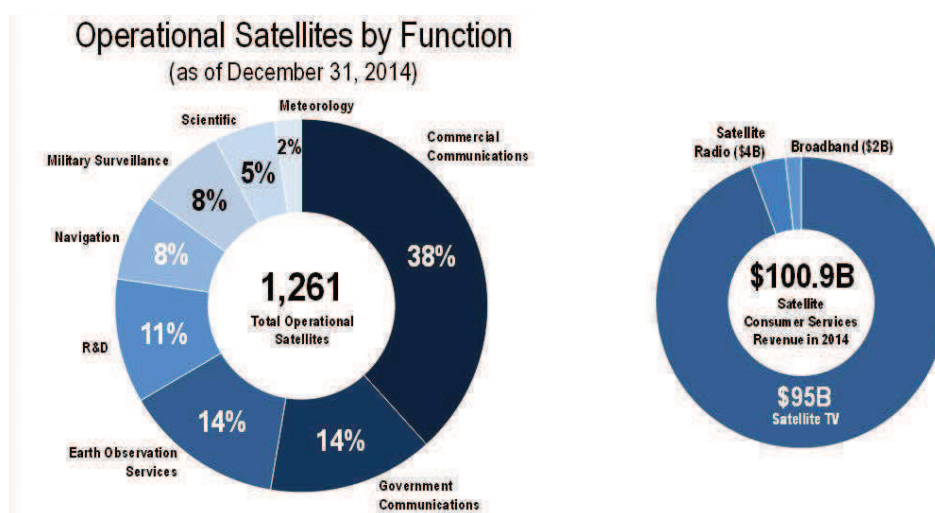


Figure 3: Répartition de satellites par secteurs et répartitions des services de télécommunications par satellite en 2014

Par ailleurs, en 2013, les revenus globaux concernant les télécommunications étaient de cinq mille milliards de dollars dont 4 % étaient supportés par les satellites qui représentaient 60 % des revenus du spatial [4]. Cela démontre l'importance des télécommunications dans le développement des infrastructures et des systèmes spatiaux. La figure 3, montre que sur 1 261 satellites opérationnels, 52 % servent les télécommunications (38 % commercial + 14 % gouvernemental).

Comme l'indique clairement le second graphique de la figure 3, la télévision par satellite (DBS / DTH) atteint presque 95 % du revenu d'activité et concerne deux cent trente millions de clients. A titre de remarque, cette application ne concerne que des liaisons unidirectionnelles, du satellite vers l'utilisateur. De plus en plus de chaînes HD sont disponibles et la première chaîne 4K HD (UHD) commerciale a été lancée en 2014 et de nombreuses autres sont prévues en 2015.

Le *Broadband* ou l'Internet par satellite rapporte les faveurs de 1,6 millions de clients basés essentiellement aux US et ne représente pour le moment qu'une faible part du marché. Cette application nécessite une communication bi-directionnelle. De nombreux projets pourraient faire exploser ce marché (cf III-2). Il y a aujourd'hui cinq systèmes majeurs proposant des services *broadband* : Eutelsat Tooway, HughesNet, ViaSat Exede, Immersat Global Xpress, O3B. Sur cinq ans, les revenus de cette activité ont cru de 50 % et le nombre d'abonnés augmente de 14 % par an. Avec les avancées technologiques vers des *High Throughput System* (HTS), la réutilisation de fréquence, le multispot et les processeurs intégrés dans la chaîne de traitement, l'accès Internet par satellite tend à concurrencer les liaisons classiques proposant de surcroît

une réduction de coût des infrastructures et des débits comparables.

Il perdure clairement un enjeu dans le développement de systèmes de télécommunications plus performants en débit d'informations, et le spatial pourrait gagner du terrain sur la distribution du réseau Internet avec la conception de satellites mieux adaptés aux besoins en temps et en position géographique.

III.2 Évolution des fonctionnalités

III.2.1 **Vers un dialogue satellite – utilisateur**

Comme le montre le rapport d'activité du spatial [3], les télécommunications sont la majeure partie des sources de revenus. En particulier, les services télévisuels engendrent la quasi-totalité du chiffre d'affaires. Toutefois, le développement des technologies et l'utilisation d'orbites basses permettraient de faire exploser le secteur de l'Internet par satellite, impliquant des récepteur Tx/Rx. En effet, en plus de potentiellement apporter de forts débits, il serait possible de diminuer les coûts d'exploitations par rapport aux infrastructures terrestres. De plus, cela permettrait l'accès à un plus large public. Ainsi la toile pourrait recouvrir toute la planète.

III.2.2 **Internet pour tous ou comment englober la planète terre**

III.2.2.1 Les missions télécoms

La plus grande constellation de satellites de télécommunications existante comporte cinquante deux satellites évoluant en orbite géostationnaire (35 786 km) et appartenant à un consortium regroupant entre autres Intelsat, Inmarsat, Eutelsat, SES. Une autre constellation, appartenant à O3B Networks (*Other 3 Billion*) [5], distribue Internet par l'intermédiaire de douze satellites (seize prévus) à 8 000 km d'altitude. A plus basse altitude, 800 km, s'installe la constellation de soixante six satellites Iridium (soixante-dix sept prévus, numéro atomique de l'Iridium mais que soixante six de lancés) qui à la particularité de permettre une communication entre satellites pour d'une part réduire les stations au sol et couvrir la surface du globe. Une nouvelle génération Iridium Next, prévoit neuf fois plus de débit et cent vingt cinq fois plus de mémoire. Il en existe une multitude d'autres à couverture plus ou moins importante comme Globalstar, Orbcom, Thuraya, Worldpace , Mobaho...[6].

Les avantages des constellations en orbites basses sont la réduction du temps de réponse qui gagne environ 250 ms par bond par rapport aux satellites géostationnaires. Aussi la couverture est mondiale et uniforme et ne défavorise pas les hautes latitudes. Par ailleurs, le risque financier est moindre car la mise en place est progressive et peut donc être réorientée suivant le succès rencontré. Enfin, la redondance des satellites offre un degré de fiabilité supplémentaire. En contre partie,

la quantité de satellites beaucoup plus importante induit plus de lancements, de fabrications et de gestion. Ainsi, un tel système de constellation est plus coûteux, même si le prix unitaire d'un satellite est bas. Enfin la complexité des dispositifs RF et notamment des antennes et l'impact sur les terminaux RF qui doivent être plus performants est un sérieux obstacle.

De plus en plus d'acteurs privés, essentiellement de l'industrie des télécommunication ou du Web, s'intéressent au marché spatial qui permet potentiellement d'atteindre le nombre maximum d'utilisateurs. Leur but est de diffuser Internet sur l'ensemble du territoire terrestre en utilisant des orbites basses.

III.2.2.2 Facebook et Google dans la stratosphère

Facebook et Ascenta, par l'intermédiaire de milliers de drones comptent apporter l'accès Internet aux 10 % de la population mondiale auxquels les infrastructures font défaut ou à des zones rurales qui souffrent d'un débit limité [7]-[8]. Un premier vol s'est déroulé avec succès à travers le Royaume-Uni. Ces drones (fig.4) surnommés Aquila, de l'envergure d'un Boeing 747, sont composés de matériaux ultra-légers portant leur poids en dessous de celui d'une voiture. Ils sont alimentés par des panneaux solaires et volent à une altitude comprise entre 18 et 27 km. A ces altitudes, Facebook s'affranchit des règles d'occupation du volume aérien. Toutefois, un contrôle est toujours nécessaire pour chaque drone, or actuellement, seulement un opérateur par drone satisfait à la législation et les porteurs du programme souhaitent modifier cette régulation. Le choix de la transmission de l'information s'est porté sur des faisceaux laser.



Figure 4: les drones de Facebook et les ballons de Google pour un Internet mondial

De son côté, Google étudie un projet similaire : le projet *LOON* [9]. Fort de constater que plus de quatre milliards de personnes n'ont pas accès au Web et que la plupart d'entre eux ne dispose même pas d'infrastructures, Google espère que ses ballons entre 18 et 20 km, offrant une couverture de 5 000 km² avec un coût de revient plus faible qu'une infrastructure sol, rendront accès à son service au plus grand nombre par ondes radiofréquences. Techniquement, Google se fie à l'expertise du

CNES et en particulier sa maîtrise des ballons stratosphériques pour couvrir les zones blanches telle qu'en Afrique et en Amérique du sud. Il est prévu de déployer ces systèmes tous les 40 km. En contrepartie, le CNES peut alors profiter de ce marché pour améliorer les ballons en terme de capacité, d'acquisition de mesures et de dirigeabilité pour des besoins scientifiques [10]. Par ailleurs, Google est associé à Titan aerospace pour un projet avec drones tel que décrit pour Facebook.

III.2.2.3 One Web et la constellation d'Elon Musk ont besoin d'espace

Actuellement, deux projets concurrentiels d'envergure sont en cours pour connecter la totalité de la surface terrestre à l'aide d'une flotte de satellites : One Web et le projet d'Elon Musk, PDG de SpaceX [11].

D'un côté, Greg Wyler et sa start-up OneWeb soutenue par Richard Branson (Virgin galactic) et Qualcomm (semiconducteurs et télécommunications) poursuit son souhait d'inonder le marché mondial à l'aide de satellites pour fournir un accès total à Internet. Familier avec cette problématique, il avait amorcé cette approche avec la constellation O3B (financée entres autres par Google). Pour ce nouveau projet, 648 microsattellites de 150 kg à 1 800 km d'altitude, un débit de 8 Gbit/s, pour un coût unitaire de 350 K\$ sont prévus. La mise en orbite serait confiée à Virgin Galactic pour un coût de 1,5 à 2 milliards de dollars. La fabrication de ces satellites a été confiée à Airbus [12] pour 900 microsattellites afin de prévenir pannes et déboires divers. La vision de conception est totalement modifiée car elle se rapproche d'une production de masse en série, avec laquelle Airbus est plus familière que les maîtres d'œuvre de satellites classiques, afin de diminuer drastiquement les coûts et les temps de fabrication. Pour cela, Airbus dispose des moyens nécessaires sur la base de la fabrication de ses Airbus A350. Enfin, Greg Wyler a sécurisé auprès de l'UIT une autorisation en bande Ku pour des satellites non géostationnaires [13] et prévoit des premiers lancements en 2017.

De l'autre côté, Elon Musk, SpaceX, obtient le soutien de Google (qui s'investit financièrement à 10 %) pour élaborer un projet concurrent visant la même finalité. Techniquement, une prévision de 4 000 microsattellites de 150 kg à 1 100 km d'altitude est avancée pour un montant avoisinant les dix milliards de dollars. Il souhaite profiter de lanceurs conçus par SpaceX. Concernant la transmission des données sur terre, il n'exclut pas l'utilisation de lasers pour pallier au manque de fréquences disponibles. L'ambition d'Elon Musk à long terme et de générer assez de revenus pour amorcer la colonisation de Mars...

Ces projets veulent utiliser les orbites basses LEO (entre 160 et 2 000 km d'altitude) pour bénéficier d'un avantage incontestable : la diminution de la longueur du trajet de l'information, se traduisant directement par une diminution du temps de

latence par rapport aux satellites géostationnaires à 36 000 km (autour de 20 ms contre 500 ms en aller-retour). Ce qui peut concurrencer la fibre optique sur de très longues distances. Cependant, pour couvrir une zone donnée, il faut plus de satellites dont il faut alors diminuer les coûts et la taille. Enfin, ces projets réorientent la stratégie de conception et de fabrication de satellites en s'éloignant de l'esprit haute couture habituellement réservé à ce secteur pour se rapprocher de celui de grandes chaînes de production.

IV Les nouveaux systèmes de communications

Les nouveaux services identifiés sont le renforcement de la télédiffusion et des communications bi-directionnelles point à point (VSAT professionnels) mais surtout l'accès à Internet de partout, y compris dans les zones non ou peu desservies, en incluant la notion de mobilité pour l'accessibilité dans les moyens de transport. Cela demande d'une part une augmentation de la bande passante et d'autre part, des systèmes qui s'adaptent mieux à la fluctuation des demandes.

IV.1 High Throughput Satellites (HTS)

L'ancienne génération de satellite émet sur une grande zone (une partie de continent) fixe. Ainsi, l'information est envoyée de manière constante et quasi-uniforme à tout point de cette région. Il y a donc autant d'information envoyée dans une mégalopole que dans une zone inhabitée. Par ailleurs, ne possédant qu'un spot, la bande passante reste limitée (fig.5).

Une nouvelle génération a fait son apparition : le multispot à travers le développement des HTS. Eutelsat fit le premier pas vers ces nouvelles technologies avec Ka-sat en 2011 pour fournir Internet en haute qualité et bas coût. Le satellite phare dans le domaine des HTS dynamiques, l'EUTELSAT3B, lancé en mai 2014, détient une charge utile flexible avec cinq spots orientables permettant une reconfigurabilité en mission. Il fonctionne en bande Ka [14]. En 2015, la même société a prévu de lancer EUTELSAT36C/AMU1 pour couvrir la Russie avec soixante dix transpondeurs le portant à l'état de l'art des satellites haute capacité en bandes Ku et Ka.

Le point clé de ces satellites nouvelle génération est l'augmentation de la capacité à travers des spots mieux focalisés alliés à de la réutilisation de fréquence grâce au multiplexage fréquentiel. L'intérêt est directement compréhensible d'un point de vue utilisateur mais également, d'un point de vue exploitation du système, cette solution est économiquement préférable avec une réduction du coût du bit transmis. Il est prévu par l'intermédiaire du multispot en bande Ka de passer d'une capacité de 50 Gbps avec un débit de 10 à 20 Mbps pour cent milliers d'utilisateurs par satellite en

2010 à une capacité supérieure à 500 Gbps avec un débit de 100 Mbps pour un million d'utilisateurs par satellite [15]. Cette exploitation optimisée de la capacité de la charge utile demande un contrôle des ressources pour atténuer les interférences entre canaux [16].

Pour s'adapter à la hausse du débit et aux communications bi-directionnelles à l'horizon 2020, il est prévu de modifier l'approche sur les plans de fréquence [17] pour réserver la totalité de la bande Ka pour l'utilisateur et les bandes Q (40 GHz) et V (50 GHz) pour les gateways. Ainsi de nouveaux filtres doivent être conçus dans ces bandes.

IV.2 Vers des systèmes adaptatifs : SDMA/SFIR

La future génération serait encore mieux optimisée en fournissant des spots adaptatifs (fig.5) basés sur du SDMA (Spatial Diversity Multiple Acces) et du SFIR (Spatial Filtering for Interference Rejection). Ce système générerait des faisceaux variables qui s'adaptent directement à la demande dans une zone donnée. Par exemple, sur une grande surface, suivant le fuseau horaire, le besoin ne va pas être le même à un même instant aux deux extrémités de la zone que peut desservir le satellite.

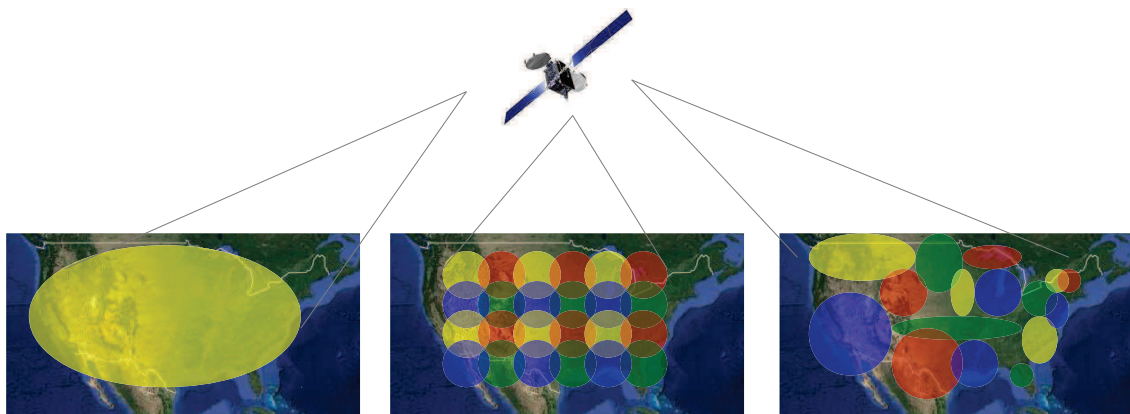


Figure 5: Evolution des systèmes : télédiffusion, multispot fixe, multispot adaptatif

IV.2.1 multispot fixe

Pour les communications fixes en bande Ku et multimédia en bande Ka, le besoin s'exprime par une augmentation d'utilisateurs en parallèle. Pour satisfaire à cette requête il faut augmenter le débit de données dans les deux sens et accroître le gain des antennes à bord. Or l'utilisation du multispot permet d'y répondre positivement. D'une part, en utilisant P faisceaux, la bande de fréquence est réutilisée P/4 fois en considérant quatre couleurs et le débit est augmenté d'autant. D'autre part, le gain des antennes à bord gagne $10 \log (P)$ dB pour une même bande transmise, ce qui se reporte sur le bilan de liaison.

Ainsi en liaison montante, il est possible soit d'augmenter la bande tout en conservant la même PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente) sur le terminal, soit de garder la même bande en réduisant la PIRE, ce qui est intéressant d'un point de vue financier sur le terminal, soit un compromis entre les deux. Concernant la liaison descendante, la puissance étant répartie sur les P faisceaux, le gain antenne est compensé et la puissance RF à bord est sensiblement identique si la puissance par faisceau est divisée par P à débit constant. Une augmentation du débit par utilisateur engendre quant à elle une augmentation de la puissance au niveau satellite.

En réalité, le gain sur la liaison est légèrement impacté par une ondulation du gain plus importante sur des lobes fins, mais aussi par le bruit des interférences entre faisceaux et par le recul du point de fonctionnement des amplificateurs de puissance en multiporteuses. De plus les contraintes sur l'implémentation des antennes sont augmentées et des solutions doivent être envisagées pour répondre au mieux à ce besoin. Enfin en considérant des antennes actives (impliquant une réduction du gain), il est possible de déplacer géographiquement les faisceaux.

IV.2.2 Multispot adaptatif

L'augmentation de l'efficacité d'un satellite de télécommunication passe par le suivi dynamique de l'utilisateur. En particulier sur les nouvelles applications mobiles, les terminaux se déplacent rapidement dans toutes les directions. La solution technique adéquate est le multispot adaptatif avec un faisceau par utilisateur formé numériquement en dynamique, une réallocation de canal par contrôle du C/I afin de le maximiser pour tous les utilisateurs, et la formation de diagramme pour diminuer le bruit d'interférence.

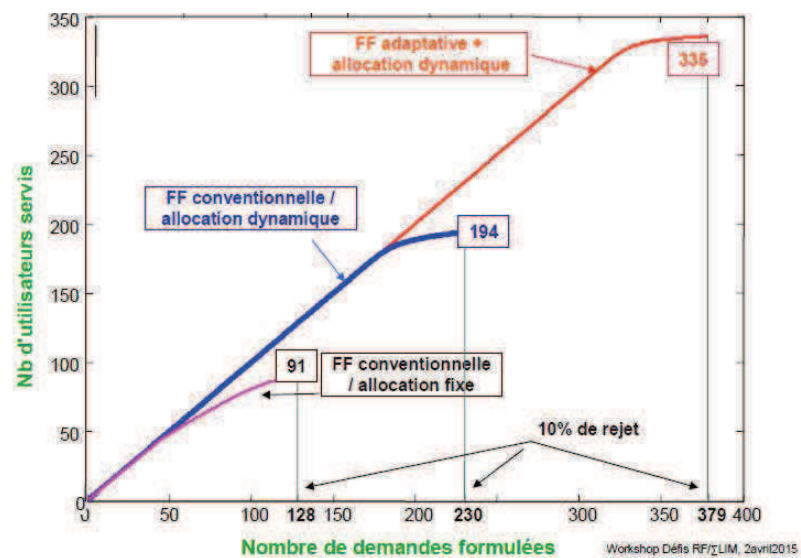


Figure 6: Accès aux requêtes pour les différents systèmes de diffusion

D'après la figure 6 issue de [18], l'intérêt d'une focalisation de faisceau

adaptative couplée à une allocation dynamique ne rejette 10 % de requêtes que pour 335 demandes contre 194 pour le multispot fixe et 91 pour les anciens systèmes. Les hypothèses effectuées pour obtenir ce graphe sont : une densité uniforme d'utilisateurs et un canal de largeur constante alloué à chacun. Nous voyons clairement l'efficacité d'un tel système et l'amélioration de la capacité due à une meilleure répartition de la bande passante.

Techniquement, le plus réaliste est de s'appuyer sur une charge utile avec un traitement numérique avec l'utilisation d'un PNT (Processeur Numérique Transparent) qui décompose les signaux en bandes plus fines pour les router, afin de former numériquement les faisceaux sans augmentation massive de la quantité de calcul. L'allocation des ressources se ferait au sol.

En outre, cela engendre des défis techniques sur l'architecture du satellite mais aussi sur la mise en place de systèmes viables sur les mobiles eux-mêmes. Par exemple, pour l'aviation, l'utilisation du SDMA est parfaitement adaptée car il y a un faible nombre d'utilisateurs mais spatialement dispersés. Donc un suivi intelligent par des faisceaux utiles génèrent moins de gaspillages que de nombreux spots fixes sur tout le trajet. Cependant l'électronique qui doit être embarquée sur les avions pose de nombreuses difficultés.

D'un point de vue client, il faut limiter l'impact du coût sur les terminaux qui devront être en émission et réception et donc nécessitant une voie retour avec le traitement associé, un pointage plus précis et des lobes secondaires très bas pour éviter les interférences. Cela concerne les terminaux 'fixes', donc dans une habitation. Cependant avec les nouveaux besoins deux autres catégories sont impactées : les terminaux transportables et les terminaux intégrés à des moyens de transports mobiles. Le défi est d'assurer un suivi du pointage pour garantir une bonne liaison en évitant toutes interférences. Aussi il faut corriger les désalignements des polarisations car le terminal bouge sur ses trois axes, à l'aide de dispositifs de corrections mécaniques et/ou électroniques en azimut et en élévation. De nombreux défis sont à relever pour avoir des systèmes efficaces à des coûts compatibles avec une utilisation grand public.

IV.3 Filtres d'OMUX reconfigurables, un grand challenge

D'après une étude menée par l'ESA [19], la reconfigurabilité des multiplexeurs de sortie (OMUX) dans un satellite est un grand challenge. Aujourd'hui, les OMUX (et les filtres associés) ont profité de plusieurs années de recherches pour aboutir à des solutions optimales conciliant la masse, l'encombrement et les performances RF. Ils sont très bien maîtrisés. D'après l'auteur, l'évolution de ces systèmes vers des dispositifs agiles est difficile à imaginer sans une dégradation de leurs performances, ce qui engage vers la recherche d'un compromis. Le besoin de repositionnement en

bande passante et fréquence est acté par la communauté. En effet, si la capacité de la charge utile n'est pas adaptée à la demande, il en résulte une perte de service.

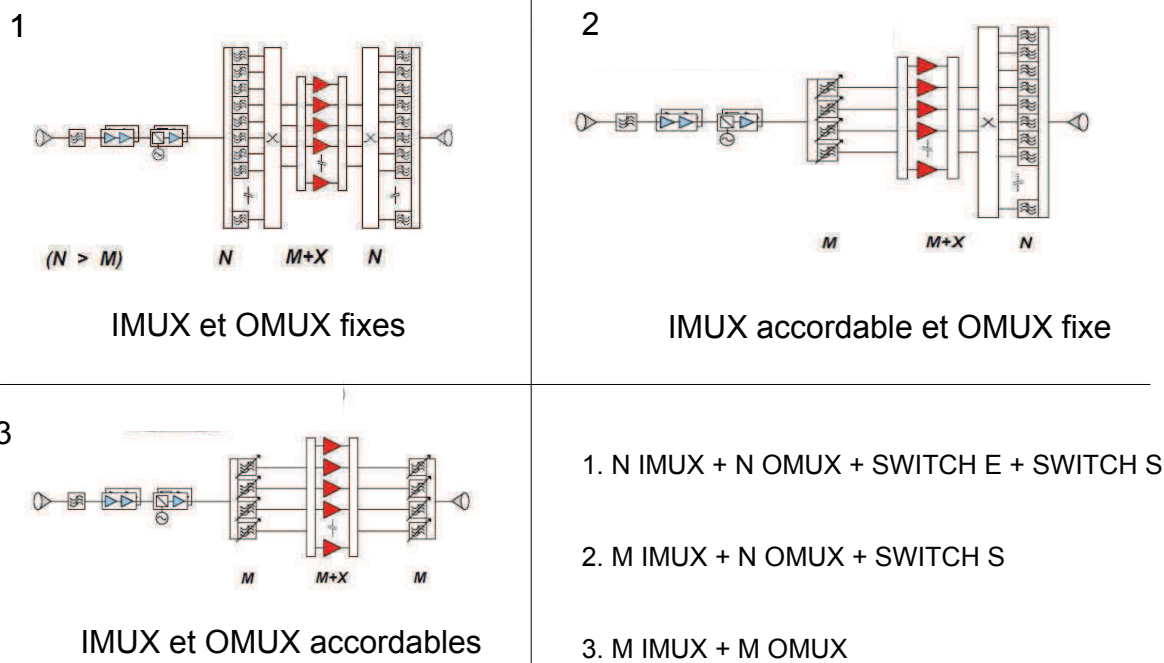


Figure 7: Comparaison entre trois cas pour l'accordabilité des filtres d'OMUX et d'IMUX

Au-delà du gain en capacité, des OMUX accordables permettraient une baisse substantielle de la masse de la charge utile. Par exemple, en considérant comme étude de cas en bande Ku, avec quarante canaux et quatre faisceaux à double polarisation, le gain en masse est estimé à 62 kg (fig.7). Le premier cas, conventionnel, considère N filtres d'OMUX et d'IMUX fixes et M transpondeurs avec commutateurs en entrée et en sortie. Le deuxième cas considère des filtres d'IMUX variables (donc M filtres d'IMUX et plus de commutateurs en entrée) et le troisième des filtres d'IMUX et d'OMUX reconfigurables soit M filtres d'IMUX, d'OMUX et de transpondeurs et zéro commutateurs. Ainsi en considérant $N = 60$ et $M = 40$ dans le premier cas (nécessitant deux cent commutateurs), le troisième cas n'a besoin que de 40 filtres d'IMUX et autant d'OMUX, sans commutateurs. Ces calculs se basent sur une masse de 300 g pour un filtre, de 200 g pour les commutateurs d'entrée et 300 g pour les commutateurs de sortie (de puissance). Au final, le gain est de 72 % en masse sans oublier une diminution des coûts. Toutefois il faut veiller à ce que les dispositifs de commandes (non inclus dans le calcul de masse) n'aient pas un encombrement et une masse rédhibitoire. Cela nous oriente donc aussi sur la pertinence de la commande sur le rapport fiabilité/gain en masse.

Par ailleurs, dans les applications multispots en bande Ka avec réutilisation de

fréquence et de polarisation, la bande passante des canaux du démultiplexeur de sortie peut être modifiée en fonction du besoin (fig.8). Cette technologie est très bien adaptée pour répondre à une demande fluctuante et non uniforme. En considérant des signaux à multiporteuses et non plus porteuse unique, le démultiplexeur devra supporter plus de puissance. Aussi, comme un système d'amplification et les dispositifs de traitement du signal servent pour plusieurs spots, le redondance des systèmes est plus problématique.

Le besoin n'étant plus à démontrer, l'enjeu perdure sur les technologies à développer. Concernant les filtres d'OMUX, traitant de faibles puissances, un traitement digital se révèle suffisant en les combinant avec des amplificateurs de puissance multiporteuses (MPA) . Ensuite l'utilisation d'un processeur digital à bord (OBP) permet de faire de la formation de faisceaux.

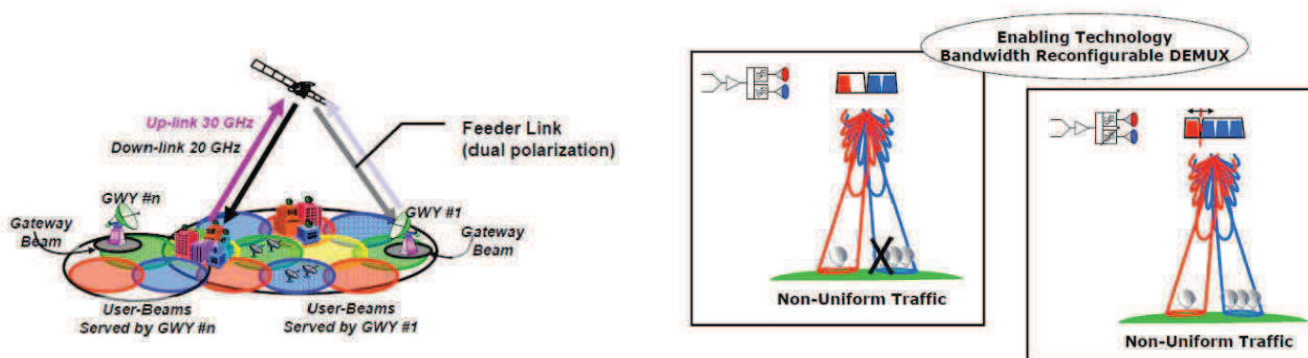


Figure 8: Réseau multispot Ka et démultiplexeur de sortie accordable

Concernant les filtres d'OMUX quelques études ont été menées et peuvent servir de point de départ (cf chap 1-partie B-III-3) mais il n'y a pas véritablement de systèmes fonctionnels pour traiter des fortes puissances tout en satisfaisant aux performances électriques requises. Les commandes associées à ces dispositifs sont nécessairement de nature mécanique et doivent satisfaire aux pré-requis spatiaux. Or il y a encore trop peu de recul sur ces systèmes pour les valider. Les contraintes de tout ordre auxquelles sont soumis les OMUX sont aujourd'hui maîtrisées et nous disposons de systèmes très performants et de manifolds faibles pertes et l'interaction entre les canaux fixes est contrôlée. Apporter de l'accordabilité dans les filtres d'OMUX reste donc un point délicat, et il va être difficile voire impossible d'obtenir de la reconfigurabilité sans dégradation des performances. Ce domaine demande de forts développements pour faire mûrir de nouveaux concepts pour avoir :

- un minimum ou pas de dégradations des performances RF
- pas d'ajout de consommation de puissance
- une excellente fiabilité.

V Conclusion

Le marché des télécommunications est aujourd'hui incontournable pour l'industrie du spatial. En effet, elle y génère la moitié du chiffre d'affaires. Pour rester compétitif faces aux infrastructures sols et répondre aux besoins croissants de bande passante et de nombre d'utilisateurs, les charges utiles doivent évoluer tout comme la logistique des satellites.

En ce sens, les constellations de satellites en orbite basse permettent une meilleure couverture, une minimisation des risques et une amélioration du temps de latence dans le transfert de l'information. Le marché des satellites de télécommunication s'oriente donc vers des microsatsellites reconfigurables. L'intérêt de concevoir de petites structures en nombre est de se rapprocher d'une production en grande série pour en diminuer les coûts et avoir accès facilement à des systèmes de secours. Il existe déjà des constellations fonctionnelles en interaction avec l'infrastructure sol (Globalstar) ou plus autonomes avec de la communication entre satellites (Iridium).

Les nouvelles générations se tournent vers du multispot. Par conséquent, ce n'est plus une grande surface unique sur laquelle est envoyée une information uniforme, mais de nombreuses petites zones en incluant du multiplexage fréquentiel. Cela permet d'augmenter fortement la bande passante et d'optimiser la capacité du satellite et donc, de réduire le coût du bit transmis.

Avec l'augmentation croissante des débits, des nouvelles solutions sont à l'étude comme du multispot flexible. Dans ce cas, chaque spot est indépendant et peut évoluer en taille et en position géographique. L'enjeu est d'avoir le meilleur suivi possible dans le cadre de liaisons mobiles regroupant l'accès Internet dans les transports en commun ou l'aide aux véhicules d'urgence. L'enjeu sur les systèmes RF est donc très grand et de nombreuses études restent à mener.

Concernant le filtrage, bien qu'il existe des solutions pour les filtres d'IMUX travaillant avec de faibles puissances, les filtres d'OMUX accordables n'offrent à présent pas de solutions vraiment adaptées. Quelques pistes sont explorées à travers des cavités à capot mobiles ou l'utilisation conjointe de filtres pseudo-passe haut et pseudo-passe bas. La conception des OMUX est très bien maîtrisée en terme de performances, de pertes et d'interactions entre canaux. L'ajout de reconfigurabilité doit se faire sans apporter trop dégradations, ce qui paraît difficile. L'intérêt de tels systèmes est bien réel car il permet d'une part de réduire la masse totale des équipements et d'autre part de mieux répartir la bande passante utile en fonction du besoin pour certaines applications. Nous n'avons aujourd'hui que très peu de recul sur la fiabilité et l'aptitude des systèmes de commande pour les intégrer dans des

dispositifs spatiaux. L'enjeu des recherches sur ces sujets est donc très fort.

VI Références

- [1] Site du CNES, article du 6/08/2003, « histoire et techniques des télécommunications », <https://cnes.fr/fr/web/CNES-fr/485-histoire-et-techniques-des-telecommunications.php>, accès en ligne le 09/07/2015
- [2] Site de l'UIT, <http://www.itu.int/fr/pages/default.aspx>, accès en ligne le 09/07/2015
- [3] Rapport sur l'industrie du satellite 2015, <http://www.sia.org/wp-content/uploads/2015/06/Mktg15-SSIR-2015-FINAL-Compressed.pdf>, accès en ligne le 08/07/2015
- [4] Rapport sur l'industrie du satellite 2014, http://www.sia.org/wp-content/uploads/2014/05/SIA_2014_SSIR.pdf, accès en ligne le 08/07/2015
- [5] Article de Spaceflight Now du 29/12/2014, « O3B Networks plans satellite fleet expansion », <http://spaceflighnow.com/2014/12/29/o3b-networks-plans-satellite-fleet-expansion/>, accès en ligne le 08/07/2015
- [6] J. Sombrin, cours ENSEEIHT, « Missions télécoms », novembre 2014
- [7] Article du CNET du 27/03/2015, « Facebook wants solar drone to bring Internet far and wild », <http://www.cnet.com/news/facebooks-solar-powered-drones-to-take-flight-this-summer/>, accès en ligne le 08/07/2015
- [8] Article de The Telegraph du 27/03/2015, « Facebook completes first drone flight above UK, Mark Zuckerberg confirms », <http://www.telegraph.co.uk/news/media/11499142/Facebook-completes-first-drone-flight-above-UK-Mark-Zuckerberg-confirms.html>, accès en ligne le 08/07/2015
- [9] Article du MIT Technology Review, « Loon project », <http://www.technologyreview.com/featuredstory/534986/project-loon/>, accès en ligne le 08/07/2015
- [10] Article du Magazine interne du CNES, CQSP n°147 d'Avril 2015, p7, « Le CNES et Google, moteurs de la recherche »
- [11] Article de l'usine digitale du 19/01/2015, « Internet mondial par satellites : Elon Musk et Google font la course contre Richard Branson et Greg Wyler », <http://www.usine-digitale.fr/article/internet-mondial-par-satellites-elon-musk-et-google-font-la-course-contre-richard-branson-et-greg-wyler.N308165> accès en ligne le 08/07/2015
- [12] Article de Capital du 16/06/2015 « Mais à quoi peuvent bien servir les 900 satellites commandés à Airbus ? », <http://www.capital.fr/bourse/actualites/qui-est-cette-societe-qui-a-commande-900-satellites-a-airbus-1048544> accès en ligne le 08/07/2015
- [13] Article de SpaceNews du 15/01/2015, « Virgin, Qualcomm Invest in OneWeb Satellite Internet Venture », <http://spacenews.com/virgin-qualcomm-invest-in-global-satellite-internet-plan/>, accès en ligne le 08/07/2015
- [14] H. Fenech, A. Tomatis, S. Amos, J.L. Serrano Merino, V. Soumpholphakdy, "THE CAPACITY OF HTS SYSTEMS", 20th Ka and broadband communications, navigation and earth observation conference, 1-3 Octobre, 2014, Italy
- [15] M.C. Comparini, "A Retrospective of the impact of Ka Band on satellite communications 20th Ka and broadband communications, navigation and earth observation conference - Impact on System Manufactures from Service and Applications perspective", 20th Ka and Broadband Communications, Navigation and Earth Observation Conference 1-3 Octobre, 2014, Italy
- [16] S. Dimitrov, S. Erl, S. Jaeckel, J. M. Rodriguez Bejarano, A. Yun Garcia, A. Kyrgiazos, B. G. Evans, O. Vidal, P. Inigo Martinez, "RADIO RESOURCE MANAGEMENT FOR FORWARD AND RETURN LINKS IN HIGH THROUGHPUT SATELLITE SYSTEMS", 20th Ka and Broadband Communications, Navigation and Earth Observation Conference 1-3 Octobre, 2014, Italy
- [17] E. Corbel, B. Charrat, M. Dervin, C. Baudoin, L. Combelles, B. Garnier, J.M. Mérour, "2016 - 2020 High-Throughput Satellite systems on the right track", 20th Ka and broadband communications, navigation and earth observation conference, 1-3 Octobre, 2014, Italy
- [18] Présentation de Gérard Caille, « Les nouveaux Services de Télécom par satellite & les enjeux pour les terminaux RF », Workshop défi RF, Limoges, le 02/04/2015

- [19] C. Ernst, P. Angeletti, F. De Paolis, "Needs for Bandwidth Reconfigurable Filter Networks for Space Application", International Communications Satellite Systems Conferences (ICSSC), October 14-17, 2013, Florence, Italy

PARTIE B :BIBLIOGRAPHIE - FILTRES ACCORDABLES À FORTS FACTEURS DE QUALITÉ

I Introduction

I.1 Description succincte d'un satellite de télécommunication

Dans le domaine des télécommunications, les satellites sont très utilisés pour relier différentes stations terrestres et couvrir ainsi un maximum de l'espace terrestre. Chaque satellite est composé d'au moins deux parties : une charge utile alimentée par des panneaux solaires qui traite l'information et assure la fonction du satellite et une plate forme qui maintient l'ensemble. Bien que leur application ne se limite pas aux télécommunications mais également à de nombreuses expériences scientifiques d'observation, la description suivante est relative à ceux-ci, qui assurent la fonction d'un système relais.

Une charge utile classique de télécommunication est composée de plusieurs éléments décrits dans la référence [1] dont les principaux sont des antennes, des amplificateurs et des filtres formant le système dit répéteur (fig.9).

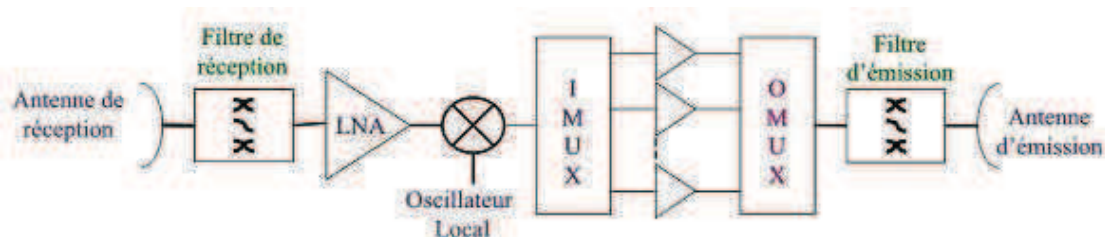


Figure 9: Système répéteur classique d'un satellite de télécommunication

Les filtres dont fait l'objet la présente étude sont ceux qui composent l'OMUX (Output MULTipleXer). Leur fonction est de recombinaison tous les canaux après amplification, canalisée pour respecter des contraintes de linéarité. Ils présentent de faibles pertes, une bonne dissipation thermique, fonctionnent en bande étroite (dizaines de MHz), supportent la puissance (centaines de watts) et nécessitent un fort facteur de qualité (supérieur à 10 000 – cf I.4). Ces filtres sont en technologie volumique étant données les performances électriques requises et les puissances mises en jeu. Par ailleurs les éléments du satellite doivent satisfaire à de très fortes contraintes mécaniques et thermiques liées aux conditions auxquelles sont soumises les systèmes spatiaux : variations de température, vibration, basse pression, contraintes CEM, ...

I.1 Filtres agiles – généralités

Dans l'optique de diminuer les coûts de fabrication et de lancement des satellites, les systèmes embarqués doivent être moins encombrants et plus légers. Les filtres volumiques sont en particulier à ce titre un enjeu important, car ils représentent classiquement presque un tiers de la masse totale de la charge utile. En effet, il y a autant de filtres d'IMUX et d'OMUX que de canaux à amplifier en plus de leur encombrement intrinsèque. Par conséquent, il serait intéressant de réduire leur nombre en utilisant un filtre accordable qui remplirait plusieurs fonctions de filtrages.

Toutefois, ce besoin s'exprime dans d'autres domaines, notamment dans l'évolution des communications sans fils qui demandent de plus en plus de systèmes au comportement agile afin de couvrir plusieurs bandes de fréquence ou plusieurs fonctions. Il s'agit essentiellement de réallouer la bande passante et la fréquence pour satisfaire un besoin momentané pouvant s'exprimer quotidiennement (répartition jour / nuit) ou une fois sur la durée de vie du satellite.

D'autres applications peuvent être imaginées comme à petite échelle d'accord, la compensation des dérives qui peuvent affecter le filtre (température, durée de vie). Enfin, pour réduire les coûts et le temps de production, les filtres accordables s'inscrivent parfaitement dans une vision de généricité.

I.2 Filtres agiles – description

L'accordabilité des dispositifs de filtrage décrit la capacité d'un filtre à évoluer en fréquence et/ou en bande passante par l'action d'une commande extérieure. Les filtres peuvent également travailler en dynamique afin de s'auto-adapter à leur environnement. Au delà du contrôle de la fréquence, l'enjeu pour ces filtres est la maîtrise des différents couplages pour chaque état du filtre, de manière à contrôler leur bande passante. Suivant la technologie employée, l'accordabilité peut être de type continue ou discrète.

Par simplification, il faut donc un système permettant de régler la fréquence et un autre influant sur les couplages. Au mieux, ces commandes peuvent être conjointes, ce qui limite le nombre de mécanismes extérieurs pour assurer le contrôle fréquence / bande passante. Toutefois, une modification de la fréquence conduit inexorablement à un changement de couplage et vice versa. Idéalement, il faudrait être capable de découpler ces deux aspects. C'est ici que se trouve la plus grande limitation des filtres accordables.

I.3 Paramètres des filtres et facteur de mérite

I.3.1 Paramètres physiques

Beaucoup de paramètres physiques doivent être pris en compte lors de la conception d'un filtre en vue de son intégration dans le système global et l'interaction avec son environnement :

- taille et poids
- consommation
- temps de commutation
- hystérésis
- durée de vie
- dissipation thermique et dérive en température
- coût
- tolérance aux vibrations
- immunité aux perturbations

Ces paramètres ont un poids plus ou moins important selon l'application visée.

I.3.2 Paramètres électriques – facteurs de mérite

Les paramètres électriques à respecter sont donnés dans les spécifications de conception. Ils comprennent :

- fréquence centrale
- bande passante
- excursion en BP et/ou f_0
- ondulation
- sélectivité
- isolation (spurious)
- niveau de S_{11} (return loss)
- facteur de qualité à vide (Q_0)
- pertes d'insertion
- temps de propagation de groupe
- zéros de transmission
- linéarité

Nous avons dans ces travaux de thèse proposé des solutions innovantes. Nous avons souhaité travailler sur un facteur de mérite, permettant de situer notre travail par rapport à ceux d'autres équipes travaillant avec des objectifs similaires, sans contraintes fortes sur le temps de commutation des filtres, mais avec des spécifications très tendues sur les pertes ; il est en effet difficile de définir un facteur de mérite très généraliste, qui intégrerait de manière exhaustive l'ensemble des critères de filtrage, mais atténuerait de fait l'effet des paramètres prépondérants pour l'application visée.

Nous avons ainsi défini le facteur de mérite suivant :

$$K = \frac{f_{high} - f_{low}}{f_{high}} \times Q_{min}$$

$f_{high} - f_{low}$ représente l'excursion en fréquence et Q_{min} le facteur de qualité le plus faible sur la plage d'accordabilité. Le tout est divisé par la fréquence maximale pour atténuer les disparités dues aux fréquences de travail. Ce facteur ne prend donc en compte qu'un nombre faible de paramètres, les plus représentatifs de ce qui est recherché.

Par ailleurs, les auteurs de la publication [2] proposent un autre facteur de mérite :

$$F' = \frac{1}{4,34 \times N} \times \frac{\sqrt{\gamma} - 1 / \sqrt{\gamma}}{\sqrt{(Q_{up}^{-1} \times Q_{low}^{-1})}}$$

Ce dernier prend en compte le nombre de pôles N , les facteurs de qualité à l'état haut (Q_{up}) et à l'état bas (Q_{low}) et enfin le paramètre γ donné par :

$$\gamma = \frac{w_{up}}{w_{low}} = \frac{f_{up}}{f_{low}}$$

Ce facteur privilégie fortement les systèmes avec un nombre de pôles faibles, ce qui ne semble pas pertinent dans notre approche. En effet, le nombre de pôles joue défavorablement sur les pertes et celles-ci sont prises en compte dans les facteurs de qualité. Par conséquent, une modification de ce facteur est proposée :

$$F'' = \frac{\sqrt{\gamma} - 1 / \sqrt{\gamma}}{\sqrt{(Q_{up}^{-1} \times Q_{low}^{-1})}}$$

I.4 Facteur de qualité

Dans un milieu diélectrique les pertes sont de différentes natures :

Un système RF peut rayonner de l'énergie engendrant ainsi des pertes par rayonnement P_{ray} . Dans notre cas, les fuites par rayonnement sont très réduites car limitées par un blindage métallique. Nous aurons à nous préoccuper de ce type de pertes lorsque des systèmes d'accord traverseront ce blindage. Dans l'étude des résonateurs eux mêmes, ces pertes seront négligées.

Les pertes extérieures P_{ext} , de même nature que les précédentes, sont dues aux couplages d'accès. En effet, la cavité n'est pas entièrement fermée, sinon aucun champ ne pourrait entrer à l'intérieur. Ainsi, il est nécessaire d'avoir des ouvertures (iris, antennes coaxiales ou guides d'accès) pour coupler le champ dans la cavité. Ces couplages sont très importants pour le design d'un filtre et affectent directement la réponse RF. Ce sont donc des « pertes utiles ».

Les pertes métalliques P_m , résultent du blindage. Celles-ci sont dues au fait que la conductivité σ du métal est finie. Ainsi, le champ n'est pas totalement réfléchi mais pénètre dans la paroi induisant des pertes par échauffement qui non seulement dégradent le facteur de qualité mais peuvent également poser des problèmes en haute puissance. Par exemple sur un filtre, un échauffement va dilater les parois métalliques qui vont s'étendre, engendrant une baisse de la fréquence de résonance. Elles résultent de l'interaction entre champ H et paroi métalliques.

Les pertes diélectriques P_{dr} , sont induites par la tangente de pertes caractérisant tout matériau diélectrique. Elles résultent de l'interaction entre champ électrique et matériau diélectrique.

Les pertes totales sont la somme de toutes ces pertes :

$$P_{\text{tot}} = P_r + P_{\text{ext}} + P_m + P_{\text{dr}} = P_{\text{ext}} + P_m + P_d$$

Par définition, un facteur de qualité est donné par :

$$Q_i = 2\pi \frac{\text{énergie emmagasinée par cycle}}{\text{énergie dissipée par cycle}} = 2\pi \frac{W_i}{P_i}$$

Par conséquent, le facteur de qualité total, en considérant une structure couplée en entrée et en sortie, est décrit par la relation suivante :

$$\frac{1}{Q_i} = \frac{1}{Q_m} + \frac{1}{Q_{dr}} + \frac{1}{Q_{ray}} + \frac{1}{Q_{extE}} + \frac{1}{Q_{extS}}$$

Le facteur de qualité total Q_i , ou facteur de qualité en charge, est donc limité par le plus petit des coefficients de qualité : Q_m , Q_{dr} ou Q_{ray} . Ces derniers, de la même manière qu'avec le facteur de qualité en charge, définissent le facteur de qualité à vide Q_u ou Q_0 qui est un critère très important à prendre en compte.

En effet, le facteur de qualité à vide est lié aux pertes et à la sélectivité de la réponse du filtre. Plus il est élevé, moindre sont les pertes, et plus sélectif est le filtre. La valeur de ce facteur est fortement dépendant de la technologie (fig. 10), et plus particulièrement, plus la technologie offre un facteur de qualité élevé, plus elle est coûteuse. Il faut donc faire un compromis suivant les spécifications souhaitées.

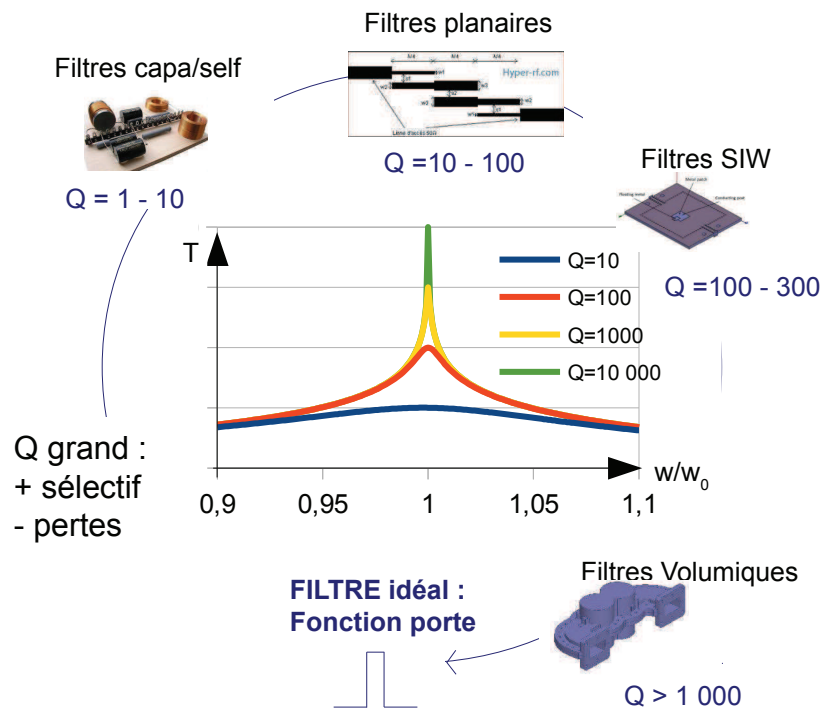


Figure 10: Comparaison des facteurs de qualité pour différentes technologies

Étant donné les applications visées (OMUX) pour lesquels le facteur de qualité doit être supérieur à 10 000, cette bibliographie décrit succinctement quelques technologies planaires mais se concentre plus sur les systèmes volumiques.

II Filtres planaires accordables

Lignes microstrips, coplanaires et gravées sont des technologies inhérentes à un substrat caractérisé par sa permittivité relative ϵ_r et sa tangente de pertes $\tan\delta$. Les filtres sont intégrés sur la surface du substrat et sont généralement conçus à l'aide de

résonateurs $\lambda/4$, $\lambda/2$ ou Split Ring Resonator (SRR). L'avantage de la technologie planaire réside dans l'implantation simple et sans ajout significatif de pertes des éléments d'accord. De plus leur petite taille assure une bonne intégrabilité. Cependant, l'inconvénient de ces technologies subsiste dans la limitation du facteur de qualité rarement supérieur à 150. Quelques techniques permettent de l'améliorer sensiblement comme l'utilisation de matériaux très faibles pertes ou supraconducteurs, ou de substrats à membranes suspendues. Les performances n'étant pas adaptées à notre sujet, nous n'en faisons qu'une brève description.

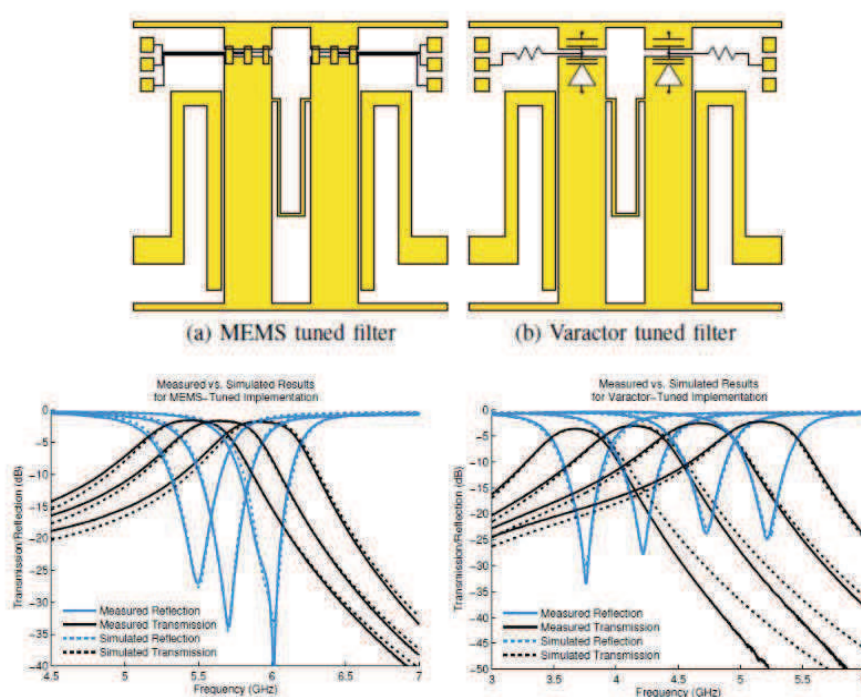


Figure 11: [3] Filtres deux pôles avec MEMS ou varactors

Les systèmes d'accord jouent alors sur la variation de capacité continue ou discrète (état ouvert-état fermé) de dispositifs d'accord tels MEMS, varactors ou actuateurs piézoélectriques impactant de fait la fréquence de résonance.

Le filtre présenté dans [3] montre deux filtres deux pôles autour de 5 GHz (fig.11) l'un avec MEMS (excursion de 9 %) et l'autre avec varactors (excursion de 48%) avec un contrôle du couplage inter-résonateur pour conserver une bande passante quasi-constante (évolution de 8 % pour la première et 1 % pour la seconde). Dans le même esprit, dans [4], des résonateurs en U à couplages hybrides, dont le couplage électrique est variable par l'action de MEMS offre une bande passante constante à 65 MHz sur une bande d'accord de 0,69 GHz à 1,13 GHz.

Le filtre à résonateurs $\lambda/4$ présenté dans [5] avec l'utilisation de varactors conduit à une excursion de 14 % pour un 4 pôles autour de 2,5 GHz avec un couplage

inter-résonateur mixte (E+H) pour lequel il ne varie que faiblement avec la fréquence. Le facteur de qualité est compris entre 50 et 130.

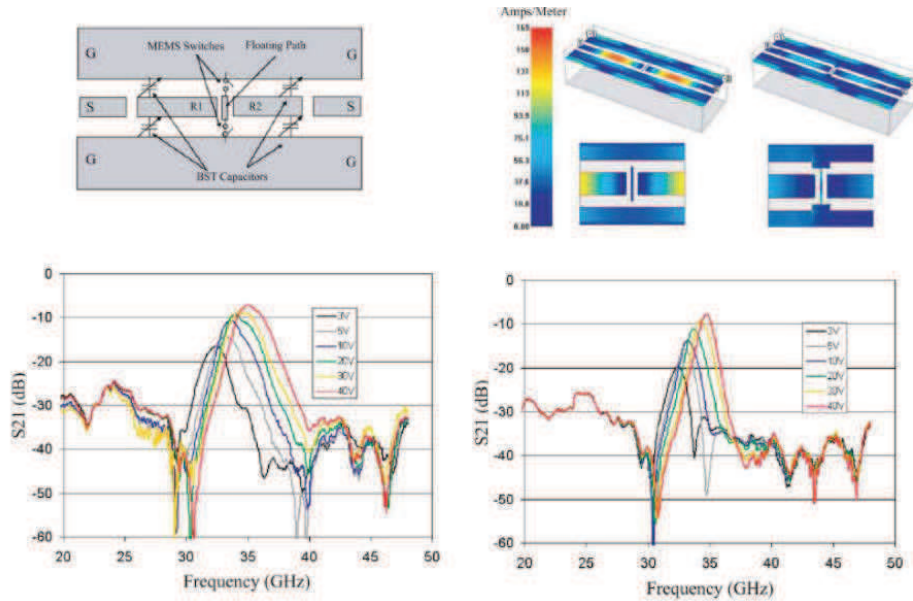


Figure 12: [6] Résonateurs $\lambda/2$ avec contrôle indépendant de la bande passante

Dans [6] des résonateurs $\lambda/2$ sont contrôlés indépendamment en fréquence (continue) à l'aide de capacités variables, et en bande passante (deux états) avec des MEMS en ON/OFF sur une ligne. Cette dernière sépare deux résonateurs adjacents et n'a aucun effet à l'état ouvert, tandis qu'à l'état fermée, elle est reliée à la masse diminuant fortement le couplage. Ce dispositif permet un accord de 17 % au dessus de 30 GHz avec toutefois de fortes pertes d'insertion de 4 à 19 dB et une bande passante qui varie du simple au double. Les courbes du filtre trois pôles large bande et bande étroite sont reportées figure 12.

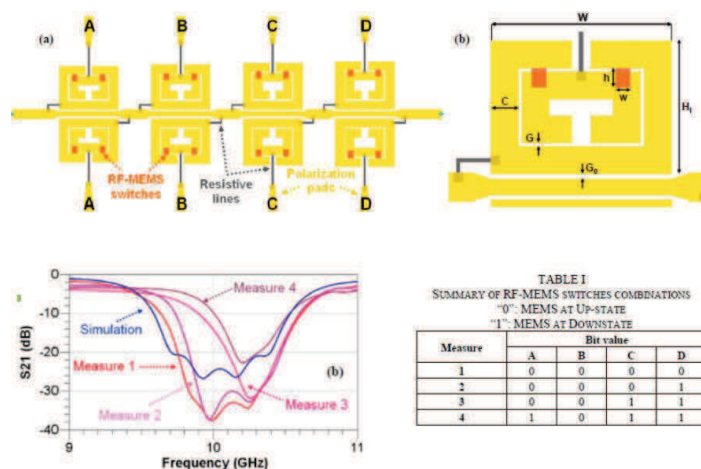


Figure 13: [7] Filtre stop bande à comportement numérique

L'utilisation d'une ligne le long de laquelle sont implantés des SRR commandés par des MEMS [7] (fig14) pour une utilisation en stop bande permet d'avoir une commande numérique de la réponse fréquentielle en activant ou non indépendamment chacun des SRR.

Des résonateurs à boucle en regard [8] avec des MEMS permettent de contrôler tous les couplages inter-résonateurs pour atteindre jusqu'à 44 % d'excursion (15,15 GHz – 21,85 GHz) avec des facteurs de qualité autour de 200 en simulation.

Enfin le système décrit dans [9] utilise des électrodes mobiles qui modifient le gap d'air entre une électrode et le substrat avec un shift de 46 % autour de 1,5GHz.

Beaucoup d'autres dispositifs ont été publiés plus récemment sur des principes plus ou moins similaires [10]-[13]. Une bibliographie plus complète est présentée dans le volume 15, n°5 de Juillet/ Août 2014 de l'IEEE Microwave magazine [14]. Tous ces systèmes ne peuvent être envisagés pour des filtres à forts facteurs de qualité ou à forte puissance.

III Filtres volumiques accordables

Les cavités résonantes, les résonateurs diélectriques ou cavités évanescentes sont très utilisés pour réaliser des fonctions de filtrage avec de hautes performances électriques. Ils permettent d'atteindre des facteurs de qualité de plusieurs milliers. Ces performances justifient leur utilisation dans des applications spécifiques telles qu'en IMUX et OMUX pour le spatial. De plus, ils supportent de fortes puissances. Cependant, leurs encombrement et poids sont souvent des facteurs limitants et doivent être réduits.

Le principal inconvénient provoqué par l'insertion d'un élément d'accord est la dégradation des paramètres qui font la spécificité des filtres volumiques. En particulier, cet effet est notable sur le facteur de qualité. L'enjeu est donc de trouver une technologie n'affectant pas le facteur de qualité que requiert les applications d'OMUX.

Les filtres sont présentés dans ce paragraphe suivant le type et donc le temps de commutation (τ) de leur système d'actionnement.

III.1 MEMS et varactors - τ : ns/ μ s

Cette partie regroupe des systèmes très exploités dans l'état de l'art des filtres accordables. Leur temps de commutation est très rapide au dépend du facteur de qualité qui dans la plupart des cas, chute au-dessous de 1 000 à cause des pertes

introduites par les éléments d'accord. C'est l'inconvénient de ces technologies qui dégradent fortement les performances apportées par le filtrage volumique.

III.1.1 SIW et varactors

Pour faire le lien avec les filtres planaires, le SIW (Substrate Integrated Waveguide) sont des dispositifs dans lesquels le mode de résonance s'installe à l'intérieur du substrat, limité par des vias métalliques qui font offices de murs électriques. Dans [15] des varactors sont implantés sur un plot en métal en surface du substrat et jouent le rôle de capacités variables. Ils sont reliés à la masse en face arrière par des vias. Une excursion de 19,2 % est réalisée de 2,6 GHz à 3,1 GHz mais avec un facteur de qualité plutôt faible, compris entre 40 et 160. L'avantage d'un tel système est le faible coût, la compacité et une faible consommation d'énergie.

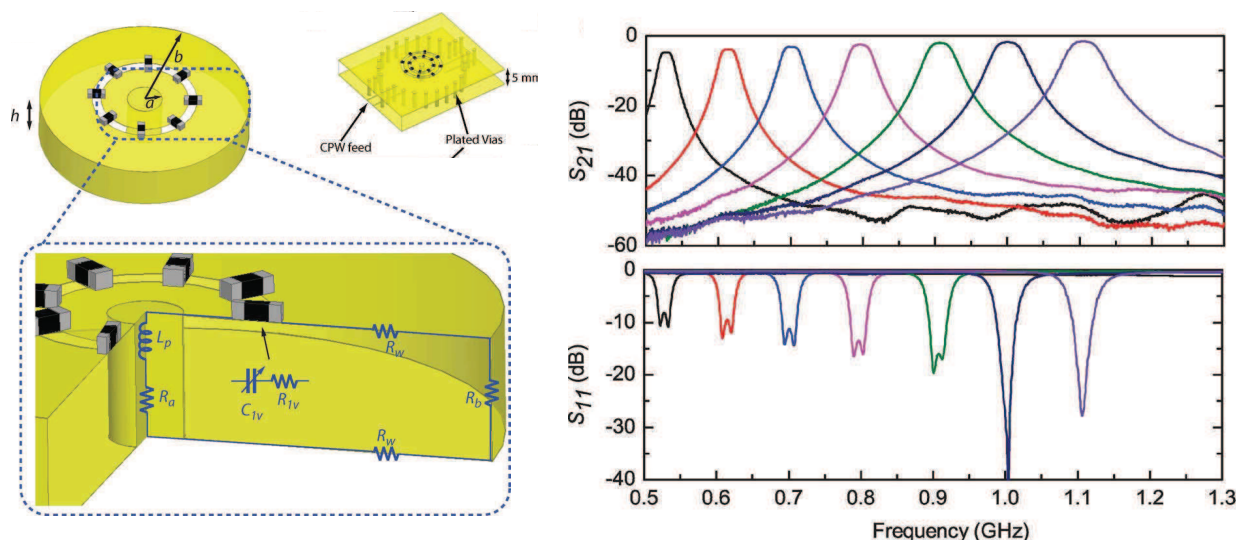


Figure 14: [16] SIW - accordabilité par varactors

Afin de créer un résonateur de type RLC [16], une cavité cylindrique est chargée au centre par un plot (post) métallique relié au haut de la cavité (fig.14). Ensuite, sur cette face, une démétallisation circulaire est effectuée. Des varactors sont implémentés sur ce gap, en cercle, et en les activant tous ou en partie, cela permet de modifier la capacité effective du système. Tout type d'éléments à capacité variable peut-être utilisé dans cette structure. Les résultats de cette étude sont montrés à travers un filtre deux pôles qui offre une excursion fréquentielle de 0,5 GHz à 1,1 GHz (120%) avec respectivement des pertes allant de 4,46 dB à 1,67 dB et une adaptation de 8 dB à 27,8 dB. Concernant le facteur de qualité il évolue de 84 à 206. Une amélioration est proposée dans [17] où un contrôle des couplages est intégré de la même façon. Cela permet de contrôler fréquence et bande passante de manière continue. La fréquence varie de 0,55 GHz à 1,13 GHz avec la possibilité de faire varier la bande respectivement de 34 MHz à 40 MHz et de 20 MHz à 100 MHz.

III.1.2 Résonateurs coaxiaux

Des éléments à capacité variable peuvent également être intégrés au bout d'une ligne coaxiale. En particulier, des résonateurs Matrioshka [18] à deux sections couplés à des varicaps sont utilisés pour réaliser un filtre deux pôles. L'utilisation de deux sections coaxiales imbriquées l'une dans l'autre permet de fortement réduire le volume du dispositif, effet amplifié en modifiant le rapport d'impédances des deux sections. Le filtre présenté dispose de seize varicaps par résonateurs, disposés de telle manière à optimiser le ratio d'accordabilité et le facteur de qualité. Au final sont réalisées une excursion fréquentielle de 297 MHz à 486 MHz, avec des pertes d'insertions respectives de 4,2 dB à 2,5 dB, des bandes passantes de 2,8 % à 3,8 % et une adaptation supérieure à 15 dB. Les facteurs de qualité sont compris entre 100 et 200.

III.1.3 Lignes contrôlées par des commutateurs (switchs)

III.1.3.1 Anneaux métalliques

Le brevet [19] présente des résonateurs cylindriques $\lambda/4$ entourés par des anneaux métalliques en haut de cavité, reliés à la masse par des interrupteurs (fig.15-C). A l'état ouvert ils n'ont aucun effet tandis qu'à l'état fermé un effet capacitif parallèle s'ajoute, abaissant la fréquence. Dans le même esprit, le brevet [20] s'inspire du même principe pour contrôler le couplage inter-résonateur et donc la bande passante.

III.1.3.2 Résonateurs diélectriques

Le brevet [21] présente une cavité chargée par un barreau de diélectrique avec des anneaux en métal concentriques en surface de la cavité, reliés à la masse par l'intermédiaire de switch (PIN diode, MEMS...) (fig.15-A). En connectant un ou plusieurs anneaux à la masse, l'effet capacitif augmente, la fréquence chute. De la même manière, ce brevet développe une technique visant à créer un effet inductif en plaçant les anneaux concentriques autour du barreau de diélectrique (fig.15-B). En outre, les deux effets peuvent être couplés dans un même système. L'excursion fréquentielle dépend de la taille, de la forme, de la position et du nombre d'anneaux.

Les trois dispositifs suivants jouent sur l'interaction entre une ou plusieurs lignes (résonateurs planaires) et un résonateur diélectrique. Par exemple les publications [22]-[23] montrent un résonateur diélectrique cylindrique troué le long de son axe central (fig.16-A). Trois morceaux de lignes reliés entre eux par des MEMS sont placés au centre du dispositif. Tout se passe comme s'il y avait une ligne à trois états (trois longueurs différentes) suivant que les MEMS sont à l'état bas ou haut. La perturbation des lignes sur le mode de résonance du diélectrique engendre une augmentation en fréquence de 4,65 GHz à 4,82 GHz (3,6%) avec un facteur de qualité de 510. Par ailleurs, dans [24] le résonateur n'est pas troué mais relié en haut de cavité à un varactor, offrant une capacité variable pour une fréquence allant de 4,98

GHz à 5,28 GHz et un facteur de qualité compris entre 303 et 576.

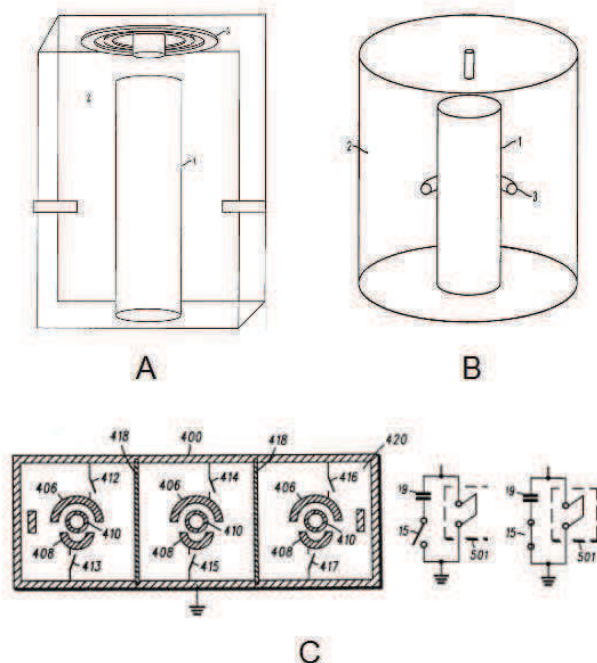


Figure 15: [21] (A,B) ; [19] (C)- Anneaux métalliques reliés à la masse par des interrupteurs

Enfin, le concept exposé dans [25] décrit la perturbation du mode TE_{018} d'un résonateur diélectrique par un réseau de résonateurs planaires constitué de quatre lignes à fentes (fig.16-B). Des MEMS placés en bout de celles-ci permettent d'en faire des résonateurs $\lambda/4$ (état ouvert) ou $\lambda/2$ (état fermé), donc deux fréquences différentes. La plage d'accord n'est que de 2 % autour de 2 GHz mais le facteur de qualité atteint au moins 7000. Une évolution de ce système est présentée dans [26] en utilisant huit lignes avec une meilleure maîtrise avec l'obtention d'un facteur de qualité de 15 600 mais un accord de seulement 0,20 %. Il est montré que la distance entre les résonateurs planaires et le résonateur diélectrique affecte la fréquence de résonance plus fortement. Toutefois, ce réglage est manuel dans ce cas.

Les systèmes précédemment décrits ne permettent donc que la réalisation d'états discrets de filtrage.

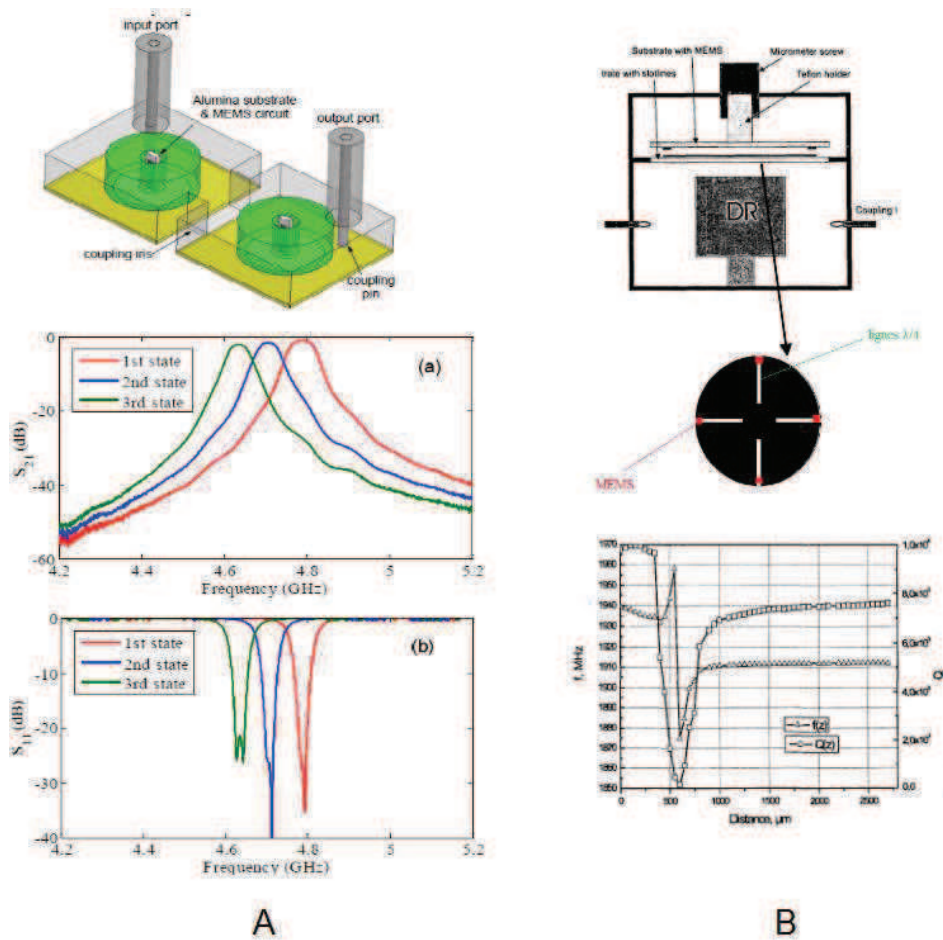


Figure 16: [22] ; [25] - Interaction résonateurs planaires / résonateur diélectrique

III.1.4 Parois effectives

Le filtre [27] présente une cavité vide simple avec l'insertion d'une paroi diélectrique sur laquelle sont montées des lignes en parallèles (fig.17). Toutes ces lignes incluent des MEMS afin qu'elles fassent office de circuit ouvert (CO) ou de court-circuit (CC). Ainsi lorsque les MEMS sont fermés, la paroi apparaît pour le champ comme un mur électrique, ce qui équivaut à une réduction de la taille de la cavité et donc à une augmentation de la fréquence. A l'état ouvert, le substrat étant de faible permittivité (quartz – $\epsilon_r = 3,78$, $\tan\delta = 1,10^{-4}$), tout se passe comme si la cavité était vide. Le nombre d'états est donc discret. Des simulations ont montré la possibilité d'évoluer de 57 GHz à 60 GHz (5,3%) avec un facteur de qualité supérieur à 1 600. Toutefois, les mesures reportées sur la figure 17 sont effectuées pour un décalage de 9,6 GHz à 10 GHz (4%) avec un facteur de qualité minimum de 900. A noter que les mesures n'ont pas été produites sur des circuits avec MEMS. En effet, deux parois ont été installées dans la cavité avec des lignes en CO ou CC pour simuler le comportement des lignes. Le facteur de qualité du dispositif est donc peut être surévalué.

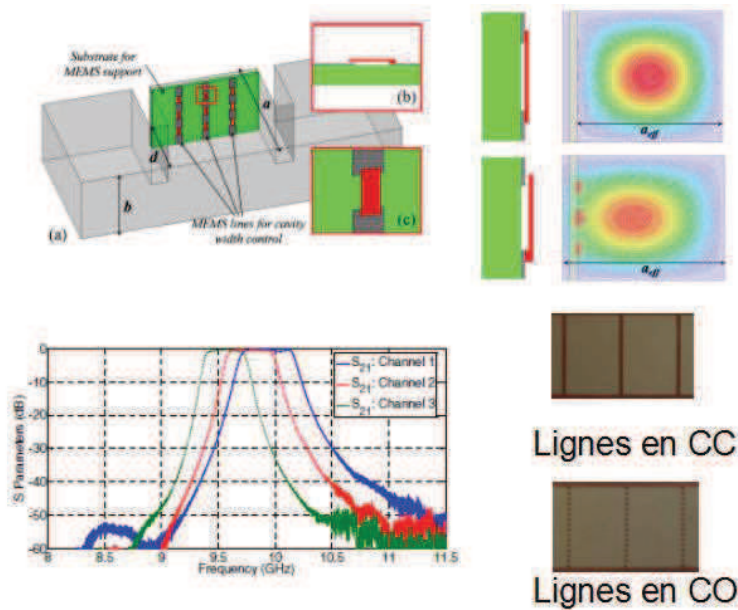


Figure 17: [27] cavité avec paroi effective

Les deux dispositifs suivants travaillent sur une cavité avec insert métalliques placés en plan E. Avec le mode TE_{101} , les inserts le long de l'axe de la cavité (fig. 18) sont colinéaires à la composante tangentielle du champ E qui ne voit alors qu'une paroi.

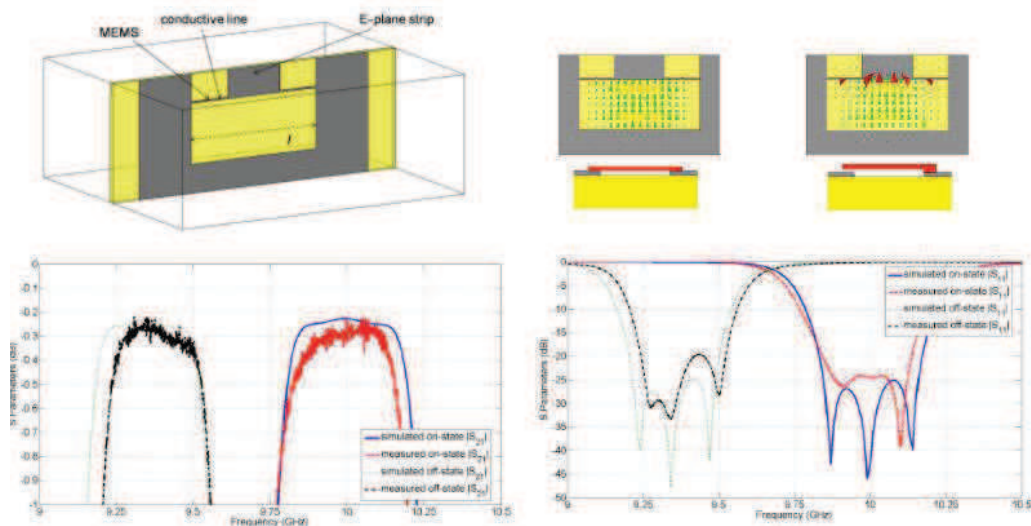


Figure 18: [29] Filtre avec inserts métalliques plan E et plot métallique

Les couplages (entrées/sortie et inter-résonateurs) sont directement liés à la longueur des inserts. Ainsi dans [28] un substrat Arlon DiClad 880 ($\epsilon_r = 2,17$, $\tan\delta = 9,10^{-4}$) intègre les inserts métalliques autour desquelles se trouvent des lignes avec MEMS comme le cas précédent. Suivant l'état des lignes, les couplages sont plus ou moins forts et la bande passante varie. Suivant ce principe le filtre [29] dispose d'un

plot métallique au centre de la cavité isolé du champ par une ligne commandée par des MEMS. Ainsi, seulement lorsque les MEMS sont ouverts, le champ interagit avec le plan conducteur et la fréquence chute de 10 GHz à 9,375 GHz (6,25%) avec un facteur de qualité d'au moins 1 050. Comme auparavant les lignes avec MEMS ont été remplacées par des lignes en CO ou CC.

III.2 Commandes électriques / magnétiques / piézoélectriques - τ : ms

Cette partie regroupe des systèmes dont le temps de commutation se situe dans la milliseconde. Deux catégories se distinguent.

La première intègre des filtres à cavité évanescence chargée par un plot métallique surmonté d'une membrane souple qui permet de modifier la concentration du champ (la capacité équivalente) dans le gap entre ces deux éléments.

La seconde joue sur des effets magnétostatiques ou électrostatiques à travers des solutions plus exotiques et parfois complexes à mettre en œuvre mais avec des performances relativement intéressantes.

III.2.1 Cavité évanescence avec membrane mobile

Beaucoup de systèmes utilisent une cavité chargée par un plot métallique au-dessus duquel se trouve une membrane mobile, qui va faire varier le gap entre ces deux éléments, soit la capacité équivalente et donc la fréquence de résonance.

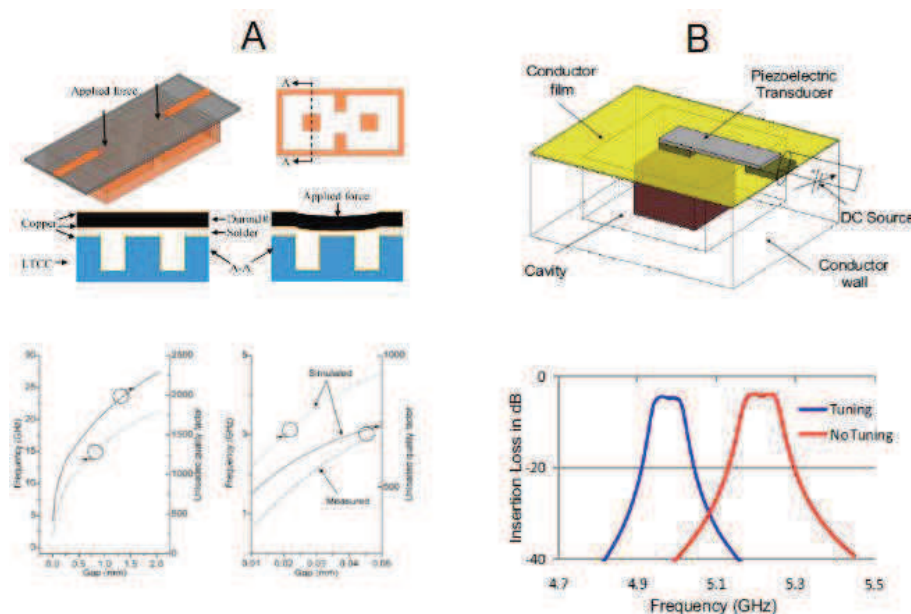


Figure 19: [30], [31] - Cavités évanescences et membranes mobiles par piézoélectrique

Typiquement dans [30] la membrane est mise en mouvement à l'aide d'une cellule piézoélectrique permettant sur un pôle d'effectuer un accord de 2,3 GHz à 4,6 GHz (100%) avec un facteur de qualité variant de 360 à 702 (fig.19-A). Il est possible comme dans [31] d'utiliser un résonateur diélectrique ($\epsilon_r = 45$, $\tan\delta = 1,10^{-5}$) dans la cavité en créant un gap entre celui-ci et la membrane mobile également grâce à une cellule piézoélectrique. Un décalage de 5 % autour de 5 GHz a été mesuré avec un facteur de qualité simulé supérieur à 2 000 (fig19-B). Dans [32], le principe d'accord est le même de 257 MHz à 365 MHz avec des bandes passantes relatives de 6 % et 7,7 % sur un résonateur. La structure utilisée est un filtre hélicoïdal qui permet une très forte réduction de volume ($8,6 \text{ cm}^3$ autour de 300 MHz). Le facteur de qualité est supérieur à 352.

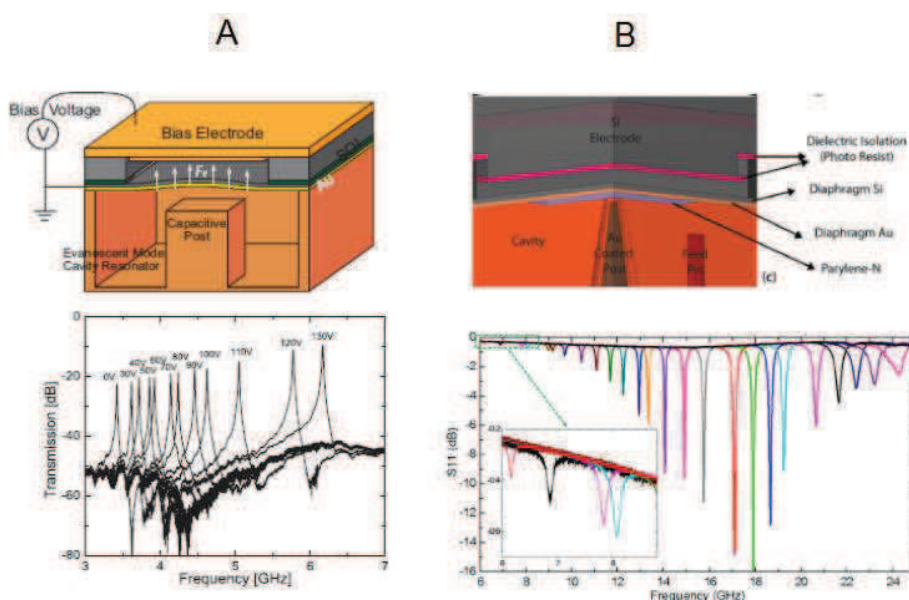


Figure 20: [33] , [34] - Cavités évanescentes et force électrostatique

Pour les deux exemples qui suivent, la membrane est mise en mouvement à l'aide d'une force électrostatique. Dans [33], la membrane en silicium monocristallin offre une excursion de 80 % et dispose d'un facteur de qualité intéressant de 460 (fig.20-A). La limitation de la dégradation du Q_0 est due en partie à la matière de la membrane recouverte d'une couche d'or ainsi qu'à la déportation des systèmes d'accord. Une amélioration de ce système est présentée dans [34] sur un principe identique mais utilisant une méthode de microfabrication du silicium permettant un contrôle très fin des dimensions du gap. Cela permet d'accroître de 5,6 fois la valeur de la capacité maximale recensée dans l'état de l'art, permettant une excursion fréquentielle de 6,1 GHz à 24,4 GHz (300%) tout en conservant un facteur de qualité supérieur à 300 (fig.20-B). La tension de polarisation nécessaire est de 600 V. Dans [35], une cavité évanescente dispose d'un plot métallique. Au dessus, à environ 10 μm , se trouve une membrane sur laquelle sont déposés des MEMS. Cette membrane subit une force électrostatique lorsqu'elle est alimentée, ce qui fait varier le gap, et

donc la fréquence de résonance. Le tout est excité par des lignes microstrips. Le but est d'effectuer un filtre stop bande en bande W et les mesures montrent un accord continu de 75,8 GHz à 82,3 GHz (8,6%) avec un facteur de qualité variant de 414 à 448.

Le filtre programmable quatre pôles [36] à la particularité de contrôler indépendamment chacun des couplages en plus des filtres précédents. Ainsi, il offre la possibilité d'avoir plusieurs réponses (2*2pôles / 1*4pôles/ 1*3pôles/ mode switch avec 60 dB d'isolation).

Ceci est repris dans [37] pour des fonctions stop-bande. Le champ EM s'installe dans le substrat et les cavités sont créées artificiellement par la périodicité de vias. De la même manière pour le filtre décrit dans [38], tous les couplages sont contrôlés tandis que la fréquence évolue grâce à une membrane en fond de cavité mue par une cellule piézoélectrique. Les varactors dont dépendent les couplages inter-résonateurs sont placés en parallèle ce qui diminue l'impact des pertes. Plusieurs résultats sont ainsi montrés. Un décalage fréquentiel de 0,8 GHz à 1,43 GHz (78,8%) avec une bande passante constante à $\pm 0,27$ MHz sur 25 MHz sont observés avec un facteur de qualité d'au moins 225. Par ailleurs, une deuxième réponse (fig.21) permet une excursion de 3 GHz à 5,6 GHz (86,7%) avec un contrôle de la bande passante et un fort facteur de qualité supérieur à 650.

Enfin, un résonateur utilisant une membrane mobile mise en action par un moteur [39] permet de couvrir la bande W [75 – 110] GHz avec un facteur de qualité s'approchant de 200 avec des pertes de l'ordre de 2 dB.

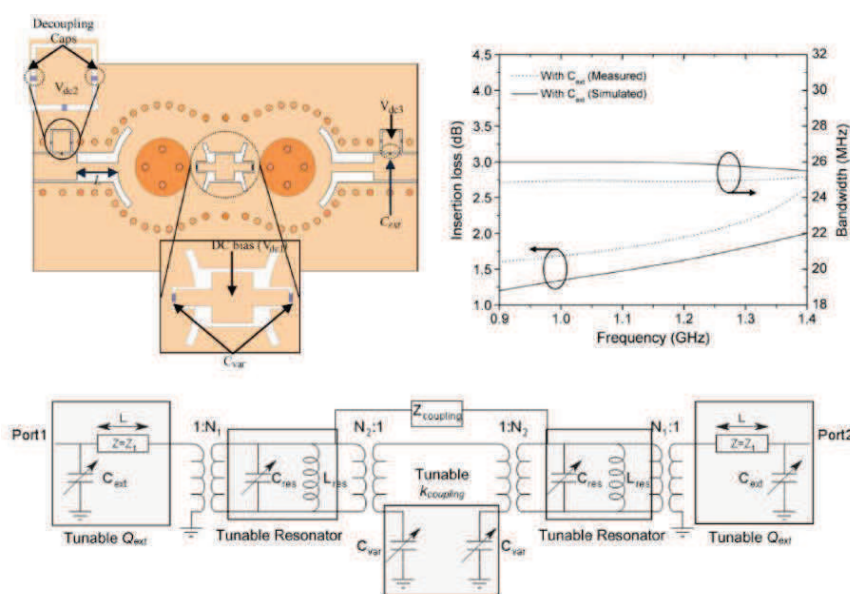


Figure 21: [38] -Filtre avec contrôle indépendant de tous les couplages

Le filtre [40] explore un phénomène assez particulier appelé Electro-Wetting On Dielectric (EWOD). Il s'agit d'une goutte de métal liquide (LMD) dont la morphologie change en fonction de la tension de polarisation qui lui est appliquée (fig.22). Par conséquent, lorsque cette goutte est intégrée dans une cavité évanescente en regard du plot, l'effet capacitif créé par le gap entre les deux est contrôlé pas la tension de polarisation. La grande sensibilité du système (volume de l'ordre du nL) permet un décalage fréquentiel de 12 GHz à 18 GHz (50%) en conservant un facteur de qualité de 1 400, ce qui constitue de très bonnes performances. De plus, s'agissant d'un liquide, il n'y a pas d'effet d'hystérésis. La tension de polarisation nécessaire pour assurer la totalité du décalage est de 100 V. En outre la procédure afin de polariser la bille de métal est très complexe.

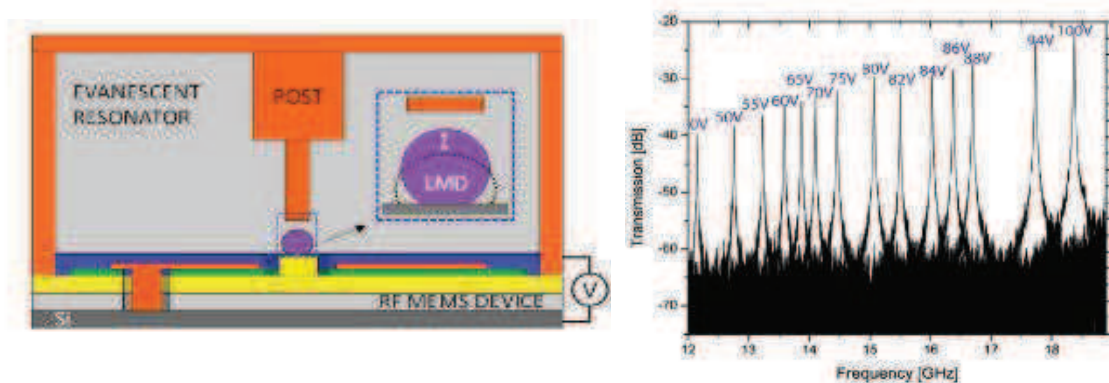


Figure 22: [40] - cavité évanescente et goutte de métal liquide

III.2.2 force magnétostatique

Toujours à l'aide d'une cavité évanescente avec plot métallique, le dispositif [41] dispose d'une membrane silicone solidaire d'un aimant mis en mouvement par une bobine alimentée d'un courant (fig.23). Les résultats obtenus sont intéressants avec un large accord de 9,5 GHz à 17 GHz (79%) et un facteur de qualité maintenu au-dessus de 650. De plus, la position de la membrane est stable, il n'y a pas d'hystérésis et le déplacement est symétrique.

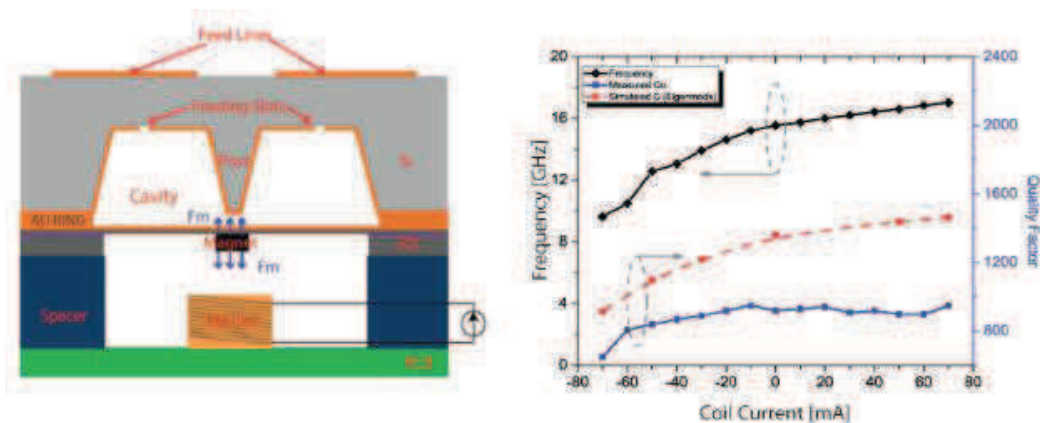


Figure 23: [41]Cavité évanescente avec magnet

Cependant, un besoin d'alimentation permanente de la bobine en fait un système très consommateur d'énergie ($P = 515 \text{ mW}$).

Les brevets [42] et [43] utilisent des matériaux ferrites pour remplacer les résonateurs diélectriques conventionnels. Ils sont entourés par un circuit magnétique alimenté par une bobine. L'exposition à un champ magnétique variable permet modifier la perméabilité du matériau et par conséquent sa fréquence. Dans [42] un déplacement fréquentiel de 7 % autour de 14,9 GHz est démontré avec un facteur de qualité supérieur à 2 000. Le brevet [43] montre qu'alterner des couches de diélectrique avec des couches de ferrite permet d'atténuer les parasites.

III.3 Commandes mécaniques – τ : s

Cette partie regroupe les filtres actionnés mécaniquement incluant un moteur ou un réglage manuel. Deux principes présentés par la suite sont utilisés pour réaliser le décalage en fréquence et/ou en bande passante.

III.3.1 **Modification du volume de la cavité à l'aide d'un capot mobile ou d'un plongeur**

III.3.1.1 Filtre passe bande

Dans [44], en 1988, la proposition d'insérer un capot mobile mu par un moteur permet de faire varier le volume de la cavité et par conséquent d'augmenter la fréquence de résonance.

En particulier, figure 24-A, l'utilisation du mode TE_{113} présentant un minimum de champ électrique sur le capot mobile permet de limiter les fuites par rayonnement. Chaque cavité dispose d'un capot mobile et un seul moteur permet de faire varier de manière identique les volumes des cavités par le biais d'un '*spider arm*'. Pensé plus pour de la compensation en dérive fréquentielle, ce système n'admet qu'un accord de 11,95 GHz à 12,25 GHz (1,7%) mais garantit un fort facteur de qualité de 9 000 avec une cavité en aluminium (facteur de qualité de 11 000 estimé en utilisant une métallisation argent).

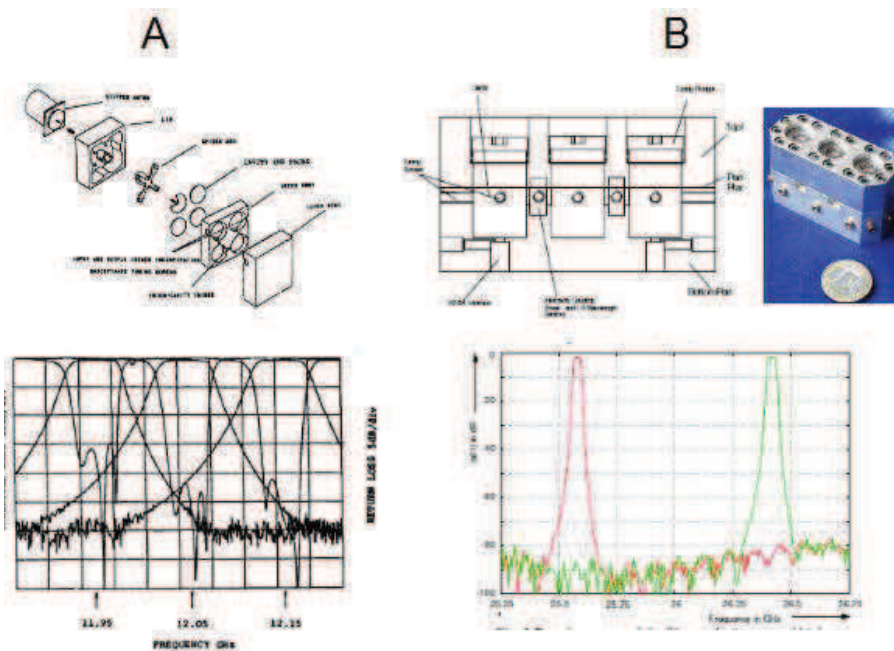


Figure 24: [44], [45] - Capots mobiles

L'utilisation d'un plongeur est également évoquée à la place du capot afin de réduire les pertes et les parasites et de permettre de plus fortes puissances. Le filtre présenté dans [45] utilise exactement le même mode et le même principe avec en plus un contrôle des couplages inter-résonateurs. Rien n'indique cependant que l'enfoncement de ces vis soit le même pour les deux états. Le décalage obtenu (fig. 24-B) est proche de 1 GHz en passant de 25,55 GHz à 26,45 GHz (3,5%) avec un facteur de qualité de 11 200.

Une approche nouvelle démontrée dans [46] utilise des cavités résonantes sur le mode TE_{011} , couplées entre elles non pas par un iris mais par un système comprenant une cavité non résonante fonctionnant sur le mode TE_{111} et deux iris. Le contrôle de la longueur effective de l'inverseur permet de contrôler le couplage inter-résonateurs. Pour les couplages d'entrée/sortie, le système utilisé est le même. Un filtre quatre pôles composés de quatre cavités résonantes et de six cavités non résonantes permet une excursion fréquentielle de 19,7 GHz à 20,2 GHz avec une bande passante également variable de 36 MHz à 72 MHz.

Le point dur rencontré dans la conception de filtres accordables est la dépendance entre fréquence de résonance et couplage. Dans [47], les auteurs mettent en lumière l'évolution non contrôlée du couplage dans les iris en considérant un système avec capot mobile sur le mode TE_{011} . Pour une cavité de hauteur normalisée à 1, nous avons tendance à positionner les iris à la hauteur 0,5. Or nous pouvons considérer que le couplage est proportionnel à l'intégrale du champ électrique dans l'ouverture de l'iris, et que par ailleurs ce champ électrique évolue en sinus suivant la hauteur. Lorsque la hauteur de cavité décroît de α , la répartition du champ change, et donc pour une même position d'iris, cette intégrale est différente. En posant z_0 comme

étant la position du centre de l'iris, trouver le meilleur compromis consiste à minimiser la somme des différences entre l'intégration du champ dans la position nominale et celles des différentes positions α du capot mobile par rapport z_0' , correspondant à la position de l'iris suivant z (fig.25). Ainsi une position optimale du centre de l'iris normalisée à 0,627 est définie ; elle permet de garder une bande passante contenue entre 76 MHz et 79 MHz lorsque la fréquence évolue de 19,7 GHz à 20,3 GHz.

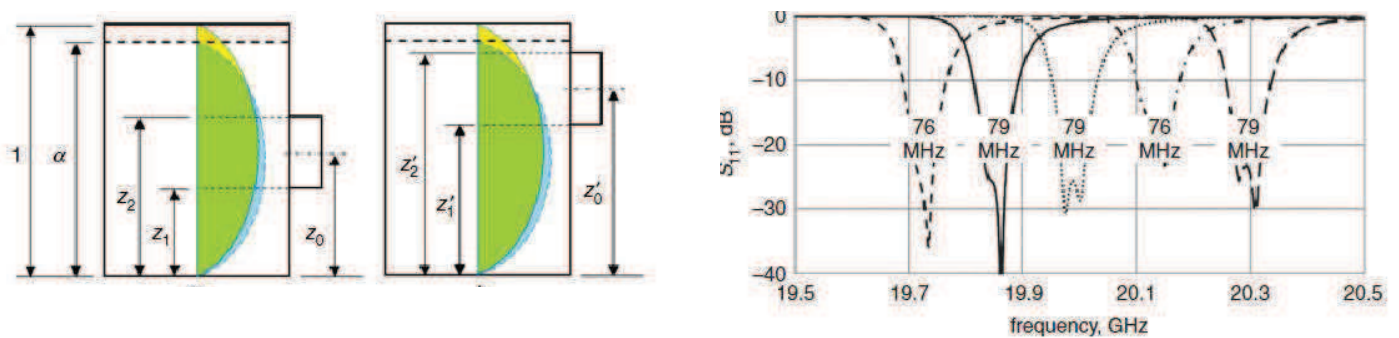


Figure 25: [47] Calcul de la position de l'iris pour garder un couplage constant

III.3.1.2 Association filtre passe bas / filtre passe haut

Le brevet [48] se sert toujours de capots mobiles mais décrit un autre concept. En effet, l'association d'un pseudo passe-bas (passe bande avec zéro à droite) et d'un pseudo passe-haut (zéro à gauche) en ligne permet d'obtenir par superposition un passe bande dont la fréquence centrale et la bande sont réglables en fonction de l'état des deux filtres indépendants (fig.26). L'inconvénient est que ce système nécessite deux filtres pour remplir la fonction d'un seul filtre passe bande accordable. Seul le principe étant exposé, aucun résultat n'est communiqué.

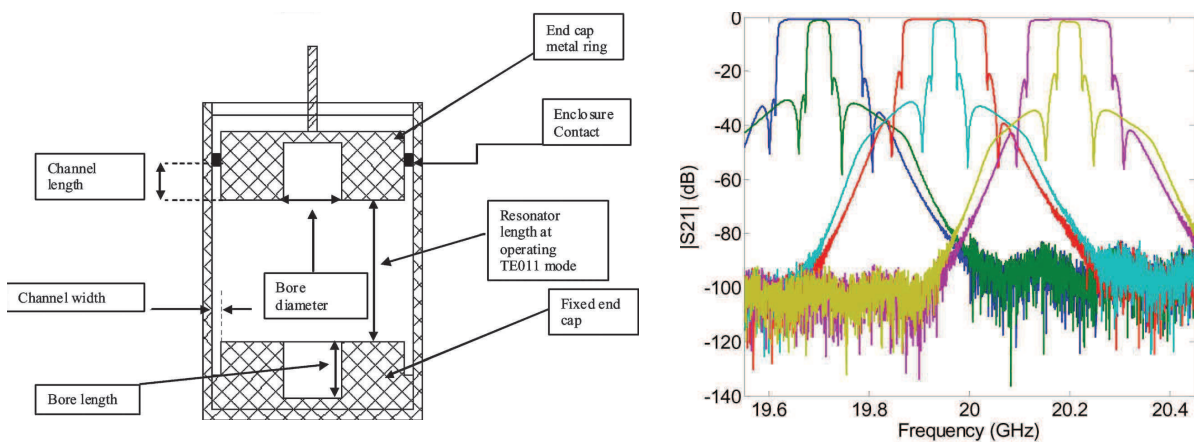


Figure 26: [49] filtre à bande passante et fréquence variable par capot mobile

Nous retrouvons ce principe dans [49] appliqué en bande Ka. L'utilisation d'un capot mobile avec un joint réalisé à l'aide d'un élastomère conducteur, associé au mode de résonance TE_{011} assure la variation de fréquence. Les formes du capot et du fond de cavité ont été optimisées pour repousser le premier mode parasite TM_{111} en considérant la distribution des lignes de champ. Des filtres six pôles (donc douze résonateurs pour une fonction six pôles) couplés par des iris sont réalisés. Le signal passe d'abord dans le pseudo filtre passe-haut puis dans le pseudo filtre passe-bas, les deux étant séparés par un isolateur. Les résultats montrent un accord continu de 19,722 GHz à 20,222 GHz (limité par le besoin de l'application) avec une bande passante variable de 40 MHz à 160 MHz. Le facteur de qualité reste à un très haut niveau, entre 15 500 et 16 000 et les pertes d'insertion sont inférieures à 0,22 dB.

III.3.2 Filtre combine

Le filtre trois pôles présenté référence [50] est un filtre combine alimenté par des lignes microstrips. Le principe d'accord consiste en la réduction du gap entre le plot métallique et la paroi de la cavité. En réalité, il ne s'agit pas exactement d'une cavité mais d'une réalisation sur la base de substrats partiellement métallisés intégrant les parties planaires. L'accord s'effectue à l'aide de vis mobiles, et il n'est pas mentionné l'utilisation d'un moteur pour la démonstration du principe. La bande passante est définie par l'espace entre deux résonateurs. Une excursion de 10% (de 4,5 GHz à 6 GHz) avec un facteur de qualité variant de 900 à 600 et une bande passante relative constante à 17 % ont été réalisés.

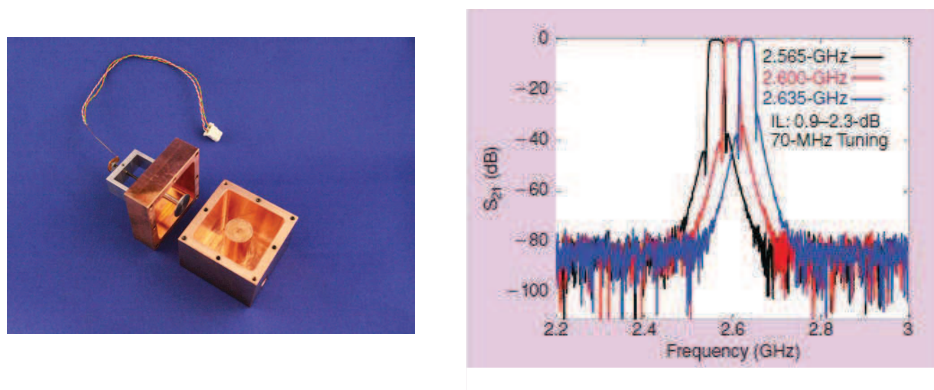


Figure 27: [52] filtre combine avec disque mobile

Enfin l'article [51] regroupe les études réalisées à l'université de Waterloo sur les filtres volumiques accordables. En particulier, ils utilisent un résonateur combine avec au-dessus du plot métallique un disque mobile en translation [52] (fig.27) et [53]. Dans le premier, un filtre six pôles avec deux zéros de transmissions pour des applications WiMAX assure une excursion de 2,565 GHz et 2,635 GHz avec un facteur de qualité évoluant respectivement de 2 252 à 2 914, des pertes d'insertions inférieures à 2,5 dB et une bande passante constante. Ce dispositif nécessite

néanmoins un moteur par résonateur. Les états recherchés étant discrets, il est possible d'augmenter le temps de commutation et de diminuer l'encombrement et le poids en utilisant des MEMS (fig.16-B) au prix de pertes plus importantes (jusqu'à 4,25 dB). Dans le second article ([53]), plusieurs dispositifs sont présentés pour répondre à des applications WiFi à 2,4 GHz et 5 GHz avec le même principe d'accord. Un autre système avec un parallélépipède en rotation [54] permet de conserver un facteur de qualité plus constant sur la plage de réglage avec une légère diminution de l'excursion fréquentielle et une évolution moins linéaire.

III.3.3 L'insertion d'éléments diélectriques en mouvement dans la cavité

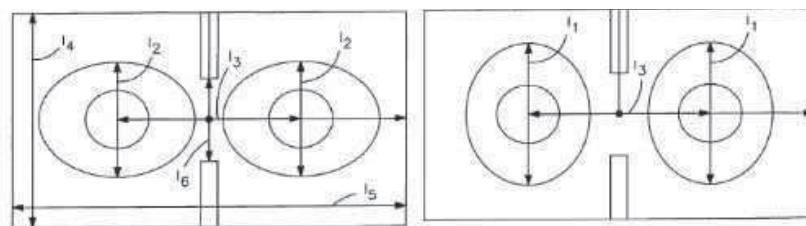


Figure 28: [55] Résonateurs diélectriques elliptiques

Le filtre deux pôles décrit dans [55] permet le contrôle du couplage inter-résonateur. Deux résonateurs diélectriques (RD) de formes elliptiques sont montés sur un axe rotatif, chacun dans une cavité. A travers l'iris de couplage, la distance qui sépare les deux résonateurs est variable (fig.28). En effet, lorsque les deux grands axes des ellipses sont sur la même droite, les résonateurs sont au plus proche, le couplage est le plus fort, la bande passante est plus élevée. A contrario, lorsque les RD sont tournés de 90° , la bande passante est plus faible. En outre, il existe tous les états intermédiaires. Ce système permet d'obtenir une variation de bande passante de 68 MHz à 51 MHz (33%) mais sans variation notable en fréquence.

Pour conclure, le dispositif [56] propose l'insertion de diélectriques de formes différentes dans chaque cavité travaillant sur le premier mode TM, afin de contrôler le couplage pour tous les états de manière continue. Chaque élément diélectrique est solidaire d'une tige en rotation. Ainsi le filtre dispose d'une continuité d'accord de 0 à 90° . Le design de la figure 29 a été réalisé et mesuré.

Les courbes présentées sont issues de simulations pour les deux états extrêmes et un état intermédiaire. A l'état vertical (fréquence basse) une fréquence de 9,325 GHz donne un facteur de qualité de 1 300 (mesure cavité vide $Q_0 = 2\ 400$). L'état horizontal donne une fréquence de 12,725 GHz avec $Q_0 = 2\ 150$. L'excursion maximale obtenue est donc de 3,4 GHz (26,7%).

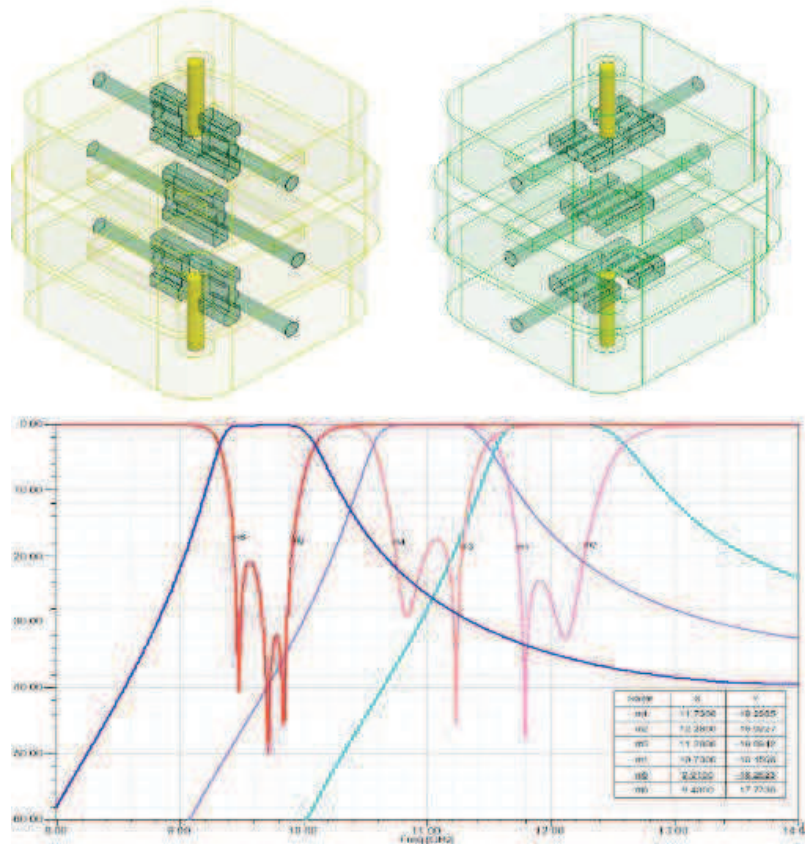


Figure 29: [56] Cavités chargées par des diélectriques en rotation

III.4 Tableau comparatif

Afin d'avoir un meilleur aperçu des différentes technologies décrites auparavant, le tableau 30 regroupe les filtres pour lesquels sont disponibles les données permettant de calculer le facteur de mérite K . Quantitativement, ce tableau donne le facteur de qualité minimum, l'excursion ramenée à la fréquence maximale et les facteurs de mérite K et F'' . Les filtres sont classés par ordre croissant de ce dernier. Qualitativement, des données sur la consommation, l'intégrabilité et le temps de commutation sont indiquées.

En ce qui concerne les facteurs de mérite définis dans ce chapitre, les deux donnent des résultats très proches, bien que F'' privilégie plus l'excursion en fréquence et K le facteur de qualité.

description	REF	Qmin	$\Delta f/f_{max}$	K	F'' /dB ⁻¹	consommation	intégrabilité	temps commut.
couplage E+H + $\lambda/4$	[5]	50	12,95%	7	11	①②③	①②③④	①②③④
RD percé + ligne	[22]	510	3.5%	18	28	①②③	①②③④	①②③④
SIW + varactor	[16]	84	54,50%	45	81	①②③	①②③④	①②③④
MEMS sur paroi 2011	[29]	1050	6,25 %	66	69	①②③		①②③④
RD + $\lambda/4$ lines + MEMS	[25]	7000	1.5%	108	130	①②③	①②③④	①②③④
ferrite	[42]	2000	7%	129	133	①②③	①②③④	①②③④
evan. cav. + piezo	[30]	360	50%	180	355	①②③	①②③④	①②③④
evan. cav. + f _{elec}	[33]	460	44.5%	205	295	①②③	①②③④	①②③④
capot mobile 1988	[44]	9000	2,5 %	220	223	①②③	①②③④	①②③④
evan. Cav. + f _{elec}	[34]	300	75 %	225	822	①②③	①②③④	①②③④
RD tournant	[56]	2294	19,8 %	228	360	①②③	①②③④	①②③④
evan. cav. + magnet	[41]	650	44.1%	287	464	①②③	①②③④	①②③④
evan. cav. + piezo	[38]	650	46.4%	302	443	①②③	①②③④	①②③④
capot mobile	[45]	11200	3,4 %	381	388	①②③	①②③④	①②③④
passee bas+ passe haut	[49]	15500	2,5 %	383	394	①②③	①②③④	①②③④
passee bas+ passe haut	[48]	16000	2,5%	400		①②③	①②③④	①②③④
evan. cav. + LMD	[40]	1400	33.3%	467	657	①②③	①②③④	①②③④

consommation	intégrabilité	temps de commutation
①②③ <50V / états stables	①②③④ <1000 mm ³	①②③④ ns
①②③ 50<Vbias<150V	①②③④ 1000<dim<3000 mm ³	①②③④ μs
①②③ haute/continue	①②③④ 3000<dim<10000 mm ³	①②③④ ms
	①②③④ >10000 mm ³	①②③④ s

Figure 30: Comparaison entre différentes topologies de filtres accordables

De manière générale, les filtres utilisant des cavités évanescentes offrent de bonnes performances. Cette technologie permet d'avoir de forts décalages fréquentiels notamment grâce à la forte concentration du champ dans le gap (qui reste toutefois à contrôler) où est appliquée la perturbation, ce qui induit une grande sensibilité. Ils souffrent cependant d'un facteur de qualité certes intéressant mais insuffisant pour les applications visées dans cette thèse.

Sans grande surprise, le SIW [16] et le filtre planaire [5] atteignent des performances incompatibles avec une utilisation en OMUX et sont réservés à des applications autres, d'autant qu'il sont très intégrables, rapides et peu gourmands en énergie.

Pour conclure, l'utilisation d'éléments d'accord comme les MEMS, varactors ou piézoélectriques dégradent trop fortement le facteur de qualité pour justifier l'emploi de résonateurs volumiques encombrants, intrinsèquement d'intérêt pour leur fort facteur de qualité lorsqu'ils ne sont pas accordés. Les seules technologies qui n'affectent que faiblement le Q_0 utilisent des modifications de volume ([44], [45]) ou la combinaison de passe-bas et passe haut [48]-[49], autrement dit des structures de bases classiques. Toutefois, le champ n'est que très peu affecté par ces modifications et donc l'excursion reste très faible. L'interaction résonateurs planaire/diélectrique [25], malgré la conservation de bonnes performances électriques, ne permet d'avoir

qu'une faible excursion étant donné que seuls les couplages sont réglés. Les accords par force électrostatiques pourraient être prometteurs mais leur consommation excessivement énergivore n'est pas adaptée. Enfin, le concept d'insertion de diélectrique évoluant dans une cavité montre la possibilité d'avoir des excursions relativement grandes avec un impact limité sur les pertes.

IV Conclusion

L'évolution des systèmes de télécommunication amène à une meilleure intégrabilité et un abaissement des coûts des systèmes utilisés. Par conséquent, le développement de technologies accordables permet de répondre à cet enjeu. En particulier dans le spatial, l'encombrement important des filtres d'OMUX force à considérer une nouvelle génération de filtres accordables remplissant plusieurs fonctions de filtrage. Par ailleurs, ces applications nécessitent d'excellentes performances électriques et de tenue en puissance auxquelles seules les technologies volumiques peuvent à présent répondre. Toutefois, les systèmes d'accord tendent à dégrader fortement ces dites performances. Là se trouve l'enjeu de la recherche sur le filtrage volumique accordable : concilier une large bande d'accord tout en maintenant un facteur de qualité supérieur à 10 000. Or cette faculté est réservée aux dispositifs munis de commandes mécaniques. Un point à noter est l'importance de la maîtrise des différents couplages tout au long de l'accord. En effet, un critère important d'un filtre est sa bande passante qui doit donc être contrôlée au-delà de la focalisation sur l'excursion.

La technologie que nous avons choisie sur la base de cette analyse bibliographique pour relever cette difficulté est l'insertion d'un diélectrique mobile dans une cavité. En effet, en choisissant bien sa forme et sa position, il peut permettre d'affecter fortement le champ, et donc offrir une bonne excursion fréquentielle, sans dégrader trop fortement les facteurs de qualité classiquement obtenus avec des cavités volumiques. Par ailleurs, il peut être envisagé sur la base de ce dispositif d'accord de régler plusieurs paramètres de filtrage sur la base d'une seule commande mécanique. Enfin, nous travaillons au sein du laboratoire XLIM et plus particulièrement du Labex SigmaLim dans un contexte favorable pour réaliser des pièces céramiques de formes complexes. Nous pouvons ainsi envisager de concentrer les contraintes de réalisation sur cette seule pièce du filtre.

V Références

- [1] Sophie Moraud, "Etude et conception de nouvelles topologies de filtres destinés à être intégrés aux différents niveaux de la charge utile d'un satellite de télécommunication," Thèse de doctorat de l'université de Limoges, Juillet 1998.
- [2] Pleskachev, V.; Vendik, I., "Figure of merit of tunable ferroelectric planar filters," Microwave Conference, 2003. 33rd European , vol.1, no., pp.191,194 Vol.1, 7-9 Oct. 2003

- [3] N. Zahirovic, S. Fouladi, R. Mansour, M. Yu, « Tunable suspended substrate stripline filters with constant bandwidth », *IEEE MTT*, June 2011.
- [4] Chaabane, G.; Pothier, A.; Chatras, M.; Guines, C.; Madrangeas, V.; Blondy, P., "A 2-pole RF-MEMS tunable bandpass filter for high-power applications," *Microwave Conference (EuMC), 2014 44th European*, vol., no., pp.343,346, 6-9 Oct. 2014
- [5] Stefanini, R.; Chatras, M.; Blondy, P.; Rebeiz, G.M., "Compact 2-pole and 4-pole 2.4-2.8GHz dual-mode tunable filters," *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, vol., no., pp.1,1, 23-28 May 2010
- [6] Lugo, C.; Wang, G.; Papapolymerou, J.; Zhiyong Zhao; Xiaoyan Wang; Hunt, A.T., "Frequency and Bandwidth Agile Millimeter-Wave Filter Using Ferroelectric Capacitors and MEMS Cantilevers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.55, no.2, pp.376,382, Feb. 2007
- [7] Bouyge, D.; Crunteanu, A.; Pothier, A.; Martin, P.O.; Blondy, P.; Velez, A.; Bonache, J.; Orlianges, J.C.; Martin, F., "Reconfigurable 4 pole bandstop filter based on RF-MEMS-loaded split ring resonators," *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, vol., no., pp.588,591, 23-28 May 2010
- [8] Cen Ong; Okoniewski, M., "MEMS-Switchable Coupled Resonator Microwave Bandpass Filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.56, no.7, pp.1747,1755, July 2008
- [9] Al-Ahmad, M.; Matz, R.; Russer, P., "Piezoelectric Tuned LTCC Bandpass Filters," *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, vol., no., pp.764,767, 11-16 June 2006
- [10] Hao, Shilei; Gu, Qun Jane, "A fourth order tunable capacitor coupled microstrip resonator band pass filter," *Radio and Wireless Symposium (RWS), 2015 IEEE*, vol., no., pp.150,152, 25-28 Jan. 2015
- [11] Pei-Ling Chi; Tao Yang; Tsung-Ying Tsai, "A Fully Tunable Two-Pole Bandpass Filter," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol.25, no.5, pp.292,294, May 2015
- [12] Young-Ho Cho; Rebeiz, G.M., "Tunable 4-Pole Noncontiguous 0.7–2.1-GHz Bandpass Filters Based on Dual Zero-Value Couplings," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.63, no.5, pp.1579,1586, May 2015
- [13] Gomez-Garcia, R.; Guyette, A.C., "Reconfigurable Multi-Band Microwave Filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.63, no.4, pp.1294,1307, April 2015
- [14] Gomez-Garcia, R.; Sanchez-Soriano, M.-A.; Kam-Weng Tam; Quan Xue, "Flexible Filters: Reconfigurable-Bandwidth Bandpass Planar Filters with Ultralarge Tuning Ratio," *Microwave Magazine, IEEE*, vol.15, no.5, pp.43,54, July-Aug. 2014
- [15] Sirci, S.; Martinez, J.D.; Taroncher, M.; Boria, V.E., "Varactor-loaded continuously tunable SIW resonator for reconfigurable filter design," *Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European*, vol., no., pp.436,439, 10-13 Oct. 2011
- [16] Anand, A.; Small, J.; Peroulis, D.; Xiaoguang Liu, "Theory and Design of Octave Tunable Filters With Lumped Tuning Elements," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.61, no.12, pp.4353,4364, Dec. 2013
- [17] Anand, A.; Xiaoguang Liu, ""Substrate-integrated coaxial-cavity filter with tunable center frequency and reconfigurable bandwidth,"" *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2014 IEEE 15th Annual*, vol., no., pp.1,4, 6-6 June 2014
- [18] Hakim Aouidad, Eric Rius, Jean-François Favennec, Alexandre Manchec, Yann Clavet. Filtre accordable à résonateurs coaxiaux Matriochka à deux sections. *XIXèmes Journées Nationales Microondes*, Jun 2015, Bordeaux, France
- [19] Robert J. Munn, "Frequency agile, dielectrically loaded resonator filter" US Patent of Motorola, 1991.
- [20] B. C. Walker, R. J. Munn, N. Mex, « Bandwidth agile, dielectrically loaded resonator filter », US Patent of Motorola, 1991.
- [21] Bill Blair, Jeff Blair, Bill Engst, Robert Laemmle, Greg Lamont, Weili Wang, William Wilber, "Band agile filter," Patent of Radio frequency system, 2008.
- [22] Huang, F.; Fouladi, S.; Mansour, R.R., "A novel MEMS-based tunable dielectric resonator filter," *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, vol., no., pp.1,1, 5-10 June 2011
- [23] Huang, Fengxi; Fouladi, S.; Mansour, R.R., "High-Q Tunable Dielectric Resonator Filters Using MEMS Technology," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.59, no.12, pp.3401,3409, Dec. 2011

- [24] F. Huang and R. R. Mansour, "A novel varactor tuned dielectric resonator filter," in Proc. IEEE-MTT-S Int. Microwave Symp., June 2013, pp. 1–3
- [25] Klein, N.; Panaitov, G.; Daya, K.S., "MEMS tuneable dielectric resonator structures for microwave and millimetre wave applications," *Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves, 2004. MSMW 04. The Fifth International Kharkov Symposium on*, vol.1, no., pp.35,39 Vol.1, 21-26 June 2004
- [26] Panaitov, G.; Ott, R.; Klein, N., "Discrete tuneable dielectric resonator for microwave applications," *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, vol., no., pp.4 pp.,, 12-17 June 2005
- [27] Pelliccia, L.; Bastioli, S.; Casini, F.; Sorrentino, R., "High-Q MEMS-reconfigurable waveguide filters," *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, vol., no., pp.1126,1129, 28-30 Sept. 2010
- [28] Pelliccia, L.; Sorrentino, R., "High-Q MEMS-based bandwidth-reconfigurable E-plane filters," *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific*, vol., no., pp.151,154, 7-10 Dec. 2010
- [29] Pelliccia, L.; Sorrentino, R., "High-Q MEMS-based bandwidth-reconfigurable E-plane filters," *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific*, vol., no., pp.151,154, 7-10 Dec. 2010
- [30] Joshi, H.; Sigmarsson, Hjalti H.; Peroulis, D.; Chappell, W.J., "Highly Loaded Evanescent Cavities for Widely Tunable High-Q Filters," *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, vol., no., pp.2133,2136, 3-8 June 2007
- [31] Huang, F.; Mansour, R.R., "Tunable compact dielectric resonator filters," *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, vol., no., pp.559,562, Sept. 29 2009-Oct. 1 2009
- [32] Psychogiou, D.; Peroulis, D., "Tunable VHF Miniaturized Helical Filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.62, no.2, pp.282,289, Feb. 2014
- [33] Xiaoguang Liu; Katehi, L.P.B.; Chappell, W.J.; Peroulis, D., "A 3.4 – 6.2 GHz Continuously tunable electrostatic MEMS resonator with quality factor of 460–530," *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*, vol., no., pp.1149,1152, 7-12 June 2009
- [34] Arif, Muhammad Shoaib; Peroulis, D., "A 6 to 24 GHz continuously tunable, microfabricated, high-Q cavity resonator with electrostatic MEMS actuation," *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, vol., no., pp.1,3, 17-22 June 2012
- [35] Juseop Lee; Naglich, Eric J.; Sigmarsson, Hjalti H.; Peroulis, D.; Chappell, W.J., "Frequency-agile field-programmable filter array (FPFA) with multiple functionalities," *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, vol., no., pp.1,4, 5-10 June 2011
- [36] Naglich, E.J.; Sinani, M.; Sungwook Moon; Peroulis, D., "High-Q MEMS-tunable W-band bandstop resonators," *Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International*, vol., no., pp.1,3, 1-6 June 2014
- [37] Naglich, Eric J.; Juseop Lee; Peroulis, D.; Chappell, W.J., "High-Q tunable bandstop filters with adaptable bandwidth and pole allocation," *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, vol., no., pp.1,4, 5-10 June 2011
- [38] Joshi, H.; Sigmarsson, Hjalti H.; Sungwook Moon; Peroulis, D.; Chappell, W.J., "High- Fully Reconfigurable Tunable Bandpass Filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.57, no.12, pp.3525,3533, Dec. 2009
- [39] Do, J.T.; Barchfeld, R.; Luhmann, N.C.; Xiaoguang Liu, "A 75–110GHz micro machined high-Q tunable filter," *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2015 IEEE 16th Annual*, vol., no., pp.1,3, 13-15 April 2015
- [40] Irshad, Wasim; Peroulis, D., "A 12–18 GHz electrostatically tunable liquid metal RF MEMS resonator with quality factor of 1400–1840," *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, vol., no., pp.1,4, 5-10 June 2011
- [41] Arif, Muhammad Shoaib; Irshad, Wasim; Xiaoguang Liu; Chappell, W.J.; Peroulis, D., "A high-Q magnetostatically-tunable all-silicon evanescent cavity resonator," *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, vol., no., pp.1,4, 5-10 June 2011
- [42] Brouzes Carole, Ressencourt Claude et Place Alain, "Filtres accordables par ferrite," Patent of Alcatel, 1990.
- [43] Ellena Gérard et Fruit Philippe, "Filtres accordables par ferrite," Patent of Alcatel, 1991.
- [44] Kunes, M.A.; Connor, G.G., "A Digitally Controlled Tunable High Power Output Filter For Space Applications," *Microwave Conference, 1989. 19th European*, vol., no., pp.681,686, 4-7 Sept. 1989

- [45] Rosenberg, U.; Knipp, M., "Novel tunable high Q filter design for branching networks with extreme narrowband channels at mm-wave frequencies," *Microwave Conference, 2005 European* , vol.2, no., pp.4 pp., 4-6 Oct. 2005
- [46] C. Arnold, Dr. J. Parlebas, "Centre Frequency and Bandwidth tuneable waveguide Filter with Extracted Poles", 6th ESA/CNES Workshop on Microwave Filters, 23rd – 25th March 2015, Toulouse
- [47] Changsoo Kwak; Manseok Uhm; In-Bok Yom, "Study on slot irises for tunable filters using TE₀₁₁ mode," *Electronics Letters* , vol.51, no.3, pp.266,268, 2 5 2015
- [48] « Hybrid-coupled filters with both pseudo low-pass filter and pseudo high-pass filter », Patent of Astrium, 2011.
- [49] B. Yassini, M. Yu, and B. Keats, "A Ka-band fully tunable cavity filter," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 60, pp. 4002–4012, Dec. 2012
- [50] Kurudere, S.; Erturk, V.B., ""Novel Microstrip Fed Mechanically Tunable Comblines Cavity Filter,"" *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.23, no.11, pp.578,580, Nov. 2013
- [51] Mansour, R.R.; Fengxi Huang; Fouladi, S.; Yan, W.D.; Nasr, M., "High-Q Tunable Filters: Challenges and Potential," *Microwave Magazine, IEEE* , vol.15, no.5, pp.70,82, July-Aug. 2014
- [52] S. Fouladi, F. Huang, W. D. Yan, and R. R. Mansour, "High-Q narrowband tunable combline bandpass filters using MEMS capacitor banks and piezomotors," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.61, pp. 393–402, Jan. 2013
- [53] F. Huang, S. Fouladi, M. Nasr, and R. R. Mansour, "Three dimensional tunable filters with absolute constant bandwidth," Patent Pending
- [54] M. Iskander, M. Nasr, and R. R. Mansour, "High-Q tunable combline bandpass filter using angular tuning technique," in *Proc.European Microwave Symp.*, 2014, to be published
- [55] Neil James Craig, Paul John Schwab, Kristi Dhimiter Pance, "Rotable elliptical dielectric resonators and circuits with such dielectric resonators," Patent of Defense Electronic Systems Corporation, 2010.
- [56] A. Périgaud, D. Pacaud, N. Delhote, O. Tantot, S. Bila, S. Verdeyme, L. Estagerie, DI 05464-01 / Réf TAS: TL1120 / FR12 02128 déposée le 27/07/2012 / "Filtre accordable en fréquence à résonateur diélectrique"

PARTIE C : MÉTHODE DE CONCEPTION RF, ET TECHNOLOGIES DE FABRICATION ADDITIVE

I Méthode de conception RF

Les calculs liés à la théorie du filtrage se compliquent très vite avec des formes complexes et les approximations nécessaires à la résolution dans le cadre de l'insertion d'éléments diélectriques conduisent à de fortes erreurs. Il a donc fallu développer des codes permettant de dessiner des structures géométriques, les mailler et de résoudre de manière numérique les équations de propagation. Aujourd'hui, des logiciels commerciaux tels HFSS et CST sont des simulateurs électromagnétiques répondant à ce besoin.

Cela étant, nous utilisons une procédure de réglage faisant intervenir d'autres outils pour optimiser les valeurs géométriques pour se conformer à la réponse souhaitée. Nous décrivons cette procédure dans cette partie (figure 31), appliquée à un filtre à cavités couplées par des iris.

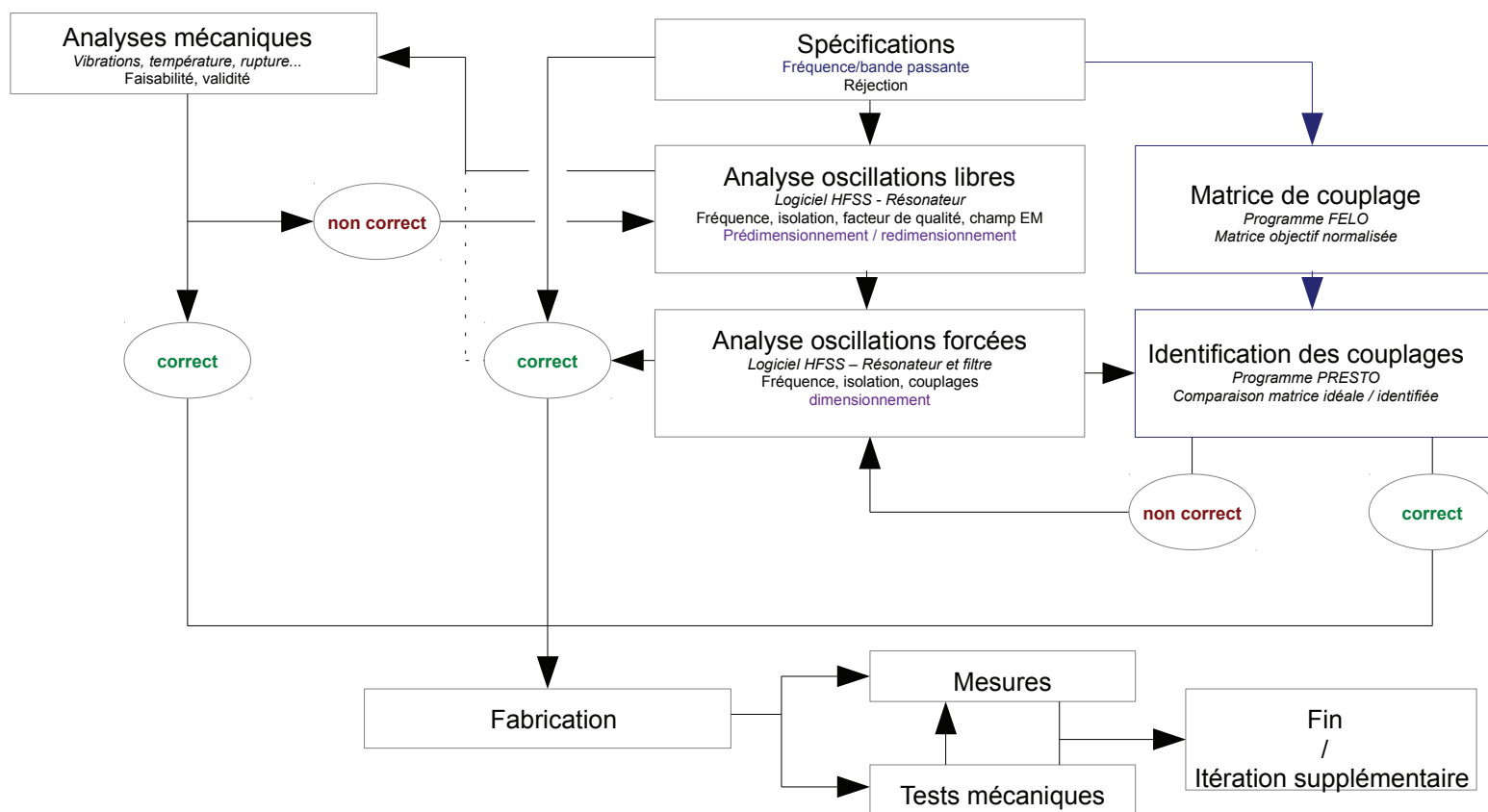


Figure 31: Synoptique du processus de conception d'un filtre hyperfréquence

I.1 Spécification et choix technologique

Dans un premier temps, des spécifications de tout ordre sont données (électriques, mécaniques, dimensionnelles, thermiques, CEM, financières...). Les besoins en terme de réponse RF fixent un gabarit en spécifiant fréquence, bande passante, réjections, pertes d'insertion, adaptation, propagation de temps de groupe... A partir de ces éléments, une technologie est identifiée comme étant optimale pour satisfaire à ces objectifs.

Pour nos études, le besoin exprimé nous oriente sur des filtres volumiques.

I.2 Matrice de couplage, topologie et dimensionnement de la structure

I.2.1 Matrice de couplage : FELO, exemple d'un filtre 4 pôles

La première étape à partir des spécifications RF est de déterminer le nombre de pôles, le type de réponse et la position des zéros de transmission si besoin pour respecter le gabarit. Ceci se fait à l'aide du logiciel FELO développé sous une collaboration INRIA / Xlim.

I.2.1.1 Schéma équivalent

Nous présentons figure 32, le schéma électrique équivalent d'un filtre quatre pôles couplé en entrée sur le résonateur un et en sortie sur le résonateur quatre.

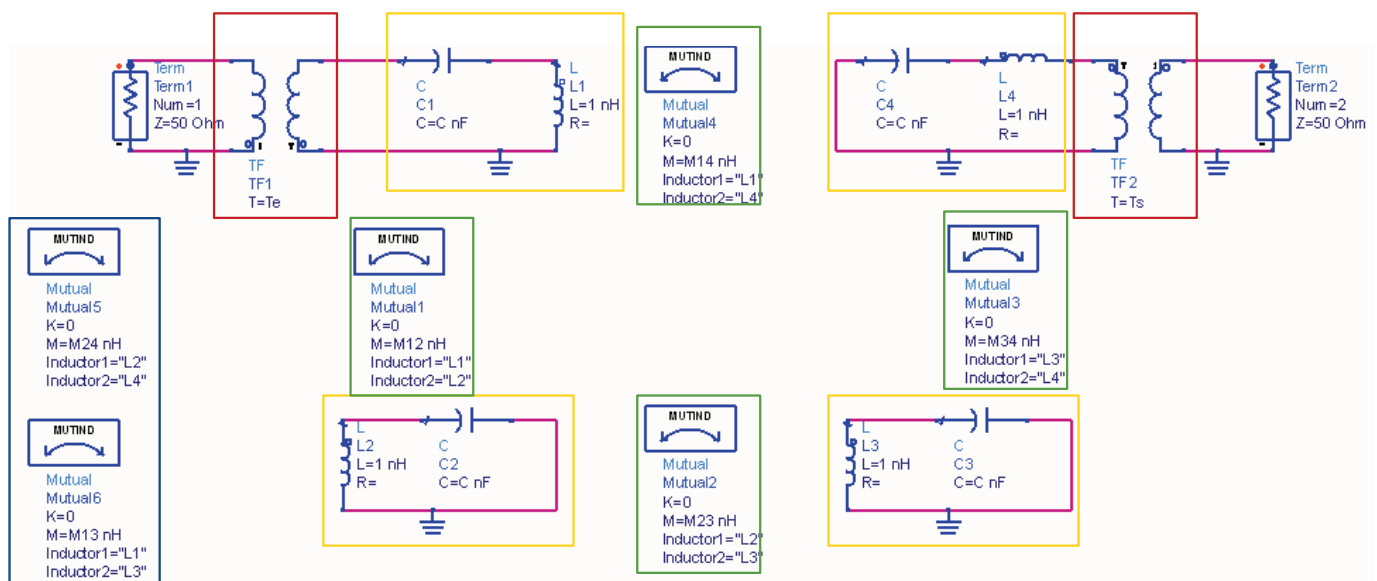


Figure 32: Schéma électrique équivalent d'un filtre quatre pôles

Chaque résonateur (en jaune) est représenté par un circuit LC résonant (sans pertes). Les couplages aux accès (en rouge) sont modélisés par des transformateurs.

Les couplages inter-résonateurs (en vert) sont assurés par des inductances mutuelles. Les couplages croisés (en bleu) (m13, m24) sont également retranscrits par des mutuelles inductances.

I.2.1.2 Matrice de couplage

Le schéma équivalent peut être retranscrit en matrice comme présentée figure 33 sous la forme classique de réseau en flèche. Il existe d'autres types de réseaux correspondant à des topologies différentes.

	e	1	2	3	4	s
e	x	me1	x	x	x	x
1		m11	m12	m13	m14	x
2			m22	m23	m24	x
3				m33	m34	x
4					m44	m4s
s						x

Figure 33: Matrice de couplage d'un filtre quatre pôles

I.2.1.3 Valeurs des éléments

Les m_{ii} traduisent les décalages fréquentiels :

$$f_i = f_0 \pm m_{ii} \frac{BP}{2}$$

Toutes les inductances sont imposées à 1nH :

$$L_i = 1 \text{ nH } \forall i$$

La fréquence de chaque résonateur est fixée par les capacités :

$$C_i (\text{nF}) = \frac{1}{4\pi^2 f_i^2 (\text{GHz}^2)}$$

Les m_{ij} normalisés sont liés aux M_{ij} dénormalisés (inductances mutuelles) par la relation :

$$M_{ij} = m_{ij} \frac{BP}{f_0}$$

Concernant m_{e1} et m_{4s} le rapport de transformation (parfait) est donné par la relation suivante :

$$T_e^2 = \frac{L W_0}{Q_e Z_0}$$

Le lien entre les résistances d'Entrée/Sortie (r) et Q_e est donné à l'aide de la figure 34 par les relations :

$$r = \frac{f_{+90} - f_{-90}}{BP} = \frac{A}{BP} \quad \text{et} \quad Q_{ext} = \frac{f_0}{f_{+90} - f_{-90}} = \frac{f_0}{A} \quad \text{soit} \quad Q_{ext} = \frac{f_0}{r BP}$$

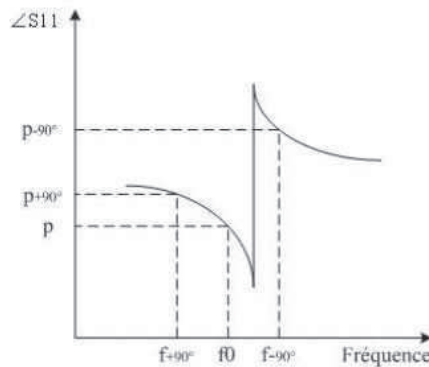


Figure 34: Phase du S11 par rapport à la fréquence

Ensuite, les résistances d'E/S sont liées aux m_{e1} et m_{4s} normalisés par :

$$r_e = m_{e1}^2 \quad \text{et} \quad r_s = m_{4s}^2$$

Et enfin, d'après les formules précédentes avec $L=1\text{nH}$ et la bande passante BP en GHz :

$$T_e^2 = \frac{2 \pi f_0 L BP m_{e1}}{Z_0 f_0} \quad \text{soit} \quad T_e = m_{e1} \sqrt{\frac{2 \pi BP (\text{GHz})}{Z_0}} \quad \text{avec } Z_0 = 50 \Omega \text{ en général}$$

NB : les m_{ij} (i différent de j) peuvent avoir des signes positifs ou négatifs. Des signes différents traduisent l'existence de zéros de transmission dans la structure.

1.2.2 Topologie et dimensionnement

La matrice de couplage obtenue donne la valeur et la position des couplages nécessaires ce qui nous permet de créer la topologie du filtre. Ensuite, nous dessinons la structure 3D d'un résonateur à l'aide du logiciel HFSS et effectuons une analyse en

oscillations libres. Cela permet d'obtenir les modes qui peuvent s'installer dans le volume dessiné. Par ailleurs, cela donne accès à la répartition des champs et, si des pertes ont été prises en compte, les facteurs de qualité de chaque mode sont donnés.

Il faut ensuite sélectionner le mode le plus pertinent en terme d'isolation fréquentielle et de performances électriques et adapter les dimensions du résonateur pour obtenir la fréquence de résonance désirée. Après, les iris d'accès sont inclus pour déterminer les couplages d'entrée/sortie puis deux résonateurs sont associés à travers un iris pour le couplage inter-résonateur. Nous avons donc un prédimensionnement du filtre pour l'analyse en oscillations forcées.

I.3 Analyses et fabrication

La structure est étudiée en oscillations forcées. Pour cela, des excitations sous forme de ports sont placés sur les guides d'accès. L'analyse calcule le rapport des ondes dans les plans d'excitations ce qui donne les paramètres [S].

La réponse obtenue n'est pas celle attendue à la première itération. Les iris doivent être situés de telle façon qu'ils couplent au mieux le mode souhaité tout en, si possible, ne couplant pas d'autres modes. Ensuite il faut adapter les dimensions. Dans un premier temps, il faut identifier quels paramètres géométriques jouent sur quels couplages et avec quels poids. Pour des filtres supérieurs à deux pôles, il est très difficile de tester différentes longueurs pour aboutir à la réponse finale du filtre. Pour cela, des outils existent.

Des études de sensibilité aux dimensions et aux positionnements s'effectuent généralement à partir de la réponse optimale.

I.3.1 Identification des couplages : Presto

Sous Matlab a été développé Presto [1] qui a pour but d'identifier la matrice réalisée par la réponse obtenue en simulation et de la comparer à la matrice idéale issue de FELO. Pour cela, il faut exporter le fichier s2p de HFSS vers Presto qui va traiter les paramètres [S] afin de déterminer une fonction mathématique polynomiale correspondant à la réponse simulée. De cette fonction mathématique découle une matrice identifiée, connaissant fréquence et bande passante.

Enfin, en comparant ces deux matrices, et ayant identifié les paramètres géométriques à modifier, il suffit d'optimiser les dimensions. Cette phase nécessite un grand nombre d'itérations pour converger vers une réponse satisfaisante.

I.3.2 Analyses mécaniques

En parallèle des études électromagnétiques, il peut être nécessaire de tester la faisabilité mécanique du filtre. Dans notre cas, ce dernier devant satisfaire les requêtes pour des applications spatiales, il faut que les matériaux et les formes employées répondent à des critères de vibration, de tenue en température, de compatibilité électromagnétique...

I.3.3 Fabrication et mesures

Une fois validée la réponse RF du système, le filtre peut être envoyé en fabrication. Il reste ensuite à le mesurer et à faire les tests nécessaires sur la maquette. Les mesures permettent de rendre compte des dispersions de fabrication et des retours-simulations et des réadaptations de conceptions peuvent être effectuées.

Si le filtre satisfait aux spécifications, la conception est terminée.

II Les méthodes de fabrication : vers les technologies additives ?

II.1 Introduction

Les technologies additives (ou *Additive manufacturing -AM*), apparues dans les années 1970 sont nées de la liaison entre la topographie et la photo-sculpture [2]. Elles regroupent toutes les techniques de fabrication qui consistent à partir d'un fichier CAO, à la construction tranches par tranches d'une pièce en trois dimensions. Leurs avantages sont la possibilité de fabriquer des pièces avec des géométries très complexes mais aussi personnalisées, un temps de réalisation relativement court, une perte minimum de matière et une gestion plus économe de l'énergie. De plus, elles ne nécessitent pas la mise en place d'un outil spécifique et la chaîne de fabrication est réduite avec un gain logistique non négligeable. D'un point de vue produit, elles permettent de réduire fortement le Time-to-market (TTM), un facteur stratégique important inhérent au processus de faisabilité d'un produit afin qu'il soit compétitif dans un milieu concurrentiel. Enfin, le large éventail (mais encore limité) de matériaux disponibles permet d'intégrer l'AM à travers de nombreux domaines [3] tels entre autres l'automobile, la médecine, la téléphonie, l'électronique, l'aérospatiale, l'art, le maquettisme, et plus largement les marchés grand public (fig 35).

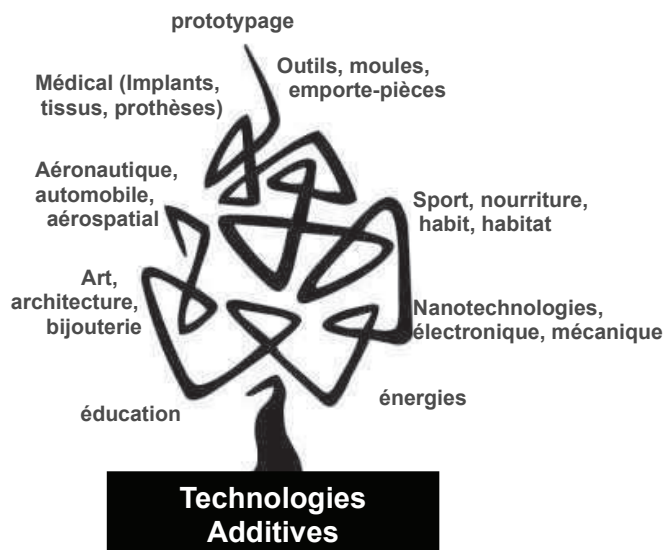


Figure 35: Les technologies additives implantées dans de nombreux domaines

De prime abord, les technologies additives étaient utilisées pour une étape de prototypage. En effet, cela permettait d'avoir entre les mains une pièce physique représentative du produit final à faible coût et à court terme. Cependant, leur résolution de fabrication et leur robustesse ne permettaient pas d'avoir des systèmes

viables. De même, la répétabilité et les performances mécaniques étaient à améliorer. Cependant, beaucoup d'efforts et d'investissements ont été réalisés afin de développer ces techniques, à tel point que ce sont aujourd'hui des technologies directement en concurrence avec les méthodes de fabrication traditionnelles. Une transition s'est engagée pour aller au-delà du prototypage [4]. En témoigne le programme européen AMAZE [5], coordonné par l'ESA dans le but de produire rapidement et efficacement, par des procédés de fabrications additives, des objets métalliques de hautes technologies jusqu'à deux mètres en taille pour l'espace, l'aéronautique, la fusion nucléaire, l'automobile et l'outillage. Le projet, à hauteur de 20 millions d'euros, veut développer également dans ce programme des technologies à zéro déchets. Par ailleurs, de nombreux programmes éducatifs sont mis en place pour le développement des technologies additives [6]. Enfin, ces technologies s'intègrent parfaitement dans un environnement d'échange de données tel que nous le connaissons aujourd'hui par le biais d'Internet.

II.2 Les procédés de fabrication traditionnels

Les méthodes de fabrication conventionnelles [7] sont très nombreuses et maîtrisées depuis longtemps. L'objectif ici n'est pas d'en faire la liste et les caractéristiques exhaustives. Nous listons et évoquons rapidement les différents types de fabrication.

II.2.1 **Le retrait de matière**

Ces techniques consistent à enlever localement de la matière à partir d'un bloc plus ou moins pré-formé, jusqu'à l'obtention de la forme désirée.

La technique la plus connue est l'usinage. Le bloc est attaqué par un outil en rotation sur son axe, une fraise ou un foret, en mouvement relatif par rapport à la pièce. Elle est bien adaptée pour la définition de contours, de fentes, de parties non symétriques axialement ou la fabrication de moules pour l'injection. Les précisions peuvent aller jusqu'à 12 μm (classiquement 25 μm) et tout type de matériau peut être soumis à l'usinage : polymères [9], métaux, céramiques, composites. Par contre, la complexité des pièces est limitée, les opérations nécessaires sont souvent nombreuses et complexes, le coût des outils est très élevé et engendre de grandes pertes de matière.

Le tournage est adapté aux pièces à symétrie de révolution. Un bloc de matière cylindrique est fixé à un support et entraîné en rotation. Ensuite un outil perpendiculaire à l'axe de rotation vient en contact avec la surface latérale du cylindre. L'outil évolue le long de l'axe de rotation et perpendiculairement à celui-ci pour enlever plus ou moins de matière. La tolérance de fabrication peut atteindre 50 μm .

Les avantages et inconvénients sont les mêmes que pour l'usinage, avec en plus la limitation à des pièces à symétrie de révolution.

Beaucoup d'autres formes de retrait de matière reposent sur ces deux systèmes plus ou moins adaptés : rabotage, limage, lamage, gravure, taraudage...

Enfin, d'autres procédés n'utilisent pas des outils de type fraise pour enlever la matière mais des ultrasons [9], des attaques dans des bains chimiques [10], un jet d'eau sous pression [11], ou de l'électroérosion [12].

II.2.2 Le moulage par injection

Un moule tridimensionnel hermétique est fabriqué, comportant l'empreinte de la pièce à fabriquer. Ensuite la matière sous forme de liquide ou de pâte est injectée, et sous l'effet de pression ou de gravité, investit les parties libres du moule. Après solidification, le moule est ouvert ou détruit et la pièce est ainsi obtenue. Le processus est destructif ou non pour le moule.

Il existe un très grand nombre de techniques de moulage et de types de moules : le moulage par sables argileux ou à prises chimiques, par modèle perdu (lost foam, cire perdue), les moules permanents métal... ceux-ci alimentés en matière par une panoplie de procédés possibles [13]. Le choix dépend du nombre de pièces, des précisions, de l'état de surface, des épaisseurs, des caractéristiques mécaniques, des prix désirés mais aussi la disponibilité et la compatibilité entre le procédé et le matériau.

Les précisions, extrêmement variables, peuvent atteindre 50 μm . Étant donné le grand nombre de procédés, chacun à ses avantages et ses inconvénients. De manière générale, le moulage permet d'obtenir de bons états de surface et des formes complexes. Aussi, c'est un procédé très bien adapté à la production de masse et il présente l'avantage dans la plupart des cas de pouvoir réutiliser la matière non transformée en produit fini. Enfin, les pièces métalliques ont de bonnes propriétés mécaniques. Cependant, le moulage nécessite un outillage et un équipement onéreux et le temps de mise en place est long.

II.2.3 Le formage

Le formage consiste à déformer, écraser et/ou trouser une feuille de matière malléable à l'aide de presses, de poinçons et de plieuses. Trois catégories de formage existent : le pliage, le roulage et l'emboutissage [14]. Dans chaque catégorie, il existe divers procédés.

Les tolérances typiques sont de l'ordre du millimètre mais peuvent descendre à 50 µm. Leurs avantages sont la possibilité d'avoir des formes assez complexes, un fort taux de production, un faible coût de revient sur la quantité et la rapidité du processus. Les tailles d'objets fabriqués sont très variables : gâches de portes automobiles, parois de chaudière, carrosseries de matériel agricole, masques, figurines. Cependant, les plaques doivent avoir une épaisseur constante et subir un très grand nombre d'opérations. L'outillage est difficile à mettre en œuvre pour aboutir à une forme quelconque. Enfin, les seuls matériaux utilisés sont de type métallique et beaucoup de déchets sont produits.

II.2.4 L'assemblage

Ce dernier regroupe toutes les méthodes d'assemblage par vis, colle, rivet, soudure, par contraintes ou autres de plusieurs pièces pour les solidariser ou leur permettre un mouvement relatif défini. Il convient à tout type de matériau mais est fortement dépendant des pièces qu'il travaille d'un point de vue tolérances et état de surface. Les tolérances de positionnement sont de l'ordre de la centaine de micromètres.

Il y a une grande phase de préparation [15] pour optimiser les tenues mécaniques, la prise en compte de la dilatation des matériaux et leur compatibilité. Les différents mécanismes et phénomènes mis en jeu doivent être contrôlés [16]. Toutes ces phases sont relativement longues.

II.3 Les procédés de fabrication par technologies additives

L'étape commune à chacune des techniques exposées est la conception assistée par ordinateur (CAO). A l'aide d'un logiciel de dessin tridimensionnel, la structure désirée est construite. Il faut donc dessiner la pièce dans sa globalité, ce qui demande un certain savoir faire et des outils adaptés pour des formes complexes. Le fichier est ensuite enregistré sous un format (.stl par exemple), qui permet un maillage de surface en triangles, puis envoyé à un logiciel spécifique pour le découpage en tranche de la structure. Le fichier généré est enfin transféré à la machine d'impression 3D pour la fabrication.

Leurs points forts sont la possibilité d'avoir un produit unique et adapté spécifiquement à un besoin, à un coût relativement faible et un temps très court.

Le comité ASTM F42 [17] a classé les procédés d'AM en sept catégories présentées par la suite :

- La photopolymérisation en bain
- La projection de matériaux

- La projection de liants
- La fusion d'un lit de poudre
- La lamination de feuilles
- L'extrusion de matière
- Le Dépôt direct par énergie

II.3.1 Photopolymérisation en bain : la Stéréolithographie (SLA) et le Digital Light Processing (DLP)

II.3.1.1 Description

SLA

La stéréolithographie (SLA) est un des plus anciens procédés de fabrication additive né en 1983 sous l'impulsion de Chuck Hull. Développée par la suite, elle a été commercialisée et mise au service de diverses industries telles que le médical, l'architecture, l'art, la bijouterie, l'ingénierie... Cette technologie est donc largement éprouvée et reste incontournable dans le monde de la fabrication additive.

Le principe de fonctionnement exposé dans [19] repose sur un bain liquide de monomères sensibles à une insolation UV (fig.36). Un plateau mobile est présent dans le bac liquide. Sa position en Z est incrémentée de 10 à 100 μm , définissant l'épaisseur des couches de fabrication. Ensuite, un laser UV piloté par ordinateur suivant les coordonnées du plan XY insole les parties du bain photosensible à solidifier. La profondeur de polymérisation est liée à l'énergie laser envoyée et la nature du monomère (chargé ou non) utilisé. La première tranche de la pièce est ainsi créée. Le plateau est abaissé d'un pas, et le processus est répété jusqu'à l'obtention de la pièce finale. Le diamètre du faisceau laser, duquel découle la résolution transversale de la pièce, est de l'ordre de 30 μm pour des monomères purs.

Une autre approche consiste à utiliser une pâte, plus dense en particules (> 65%) afin d'améliorer la forme et les propriétés mécaniques de la pièce. Cette technique brevetée par Optoform [20] utilise une machine adaptée à une pâte visqueuse. Ainsi, au lieu d'un bain liquide, la résine photosensible est étendue sur le plateau à l'aide d'un racleur. La suite est identique. Au final, une phase de nettoyage assez délicate de la pièce doit être menée, car la pâte étant très visqueuse, elle reste solidaire de la pièce fabriquée. Or cette action est nécessairement manuelle et la pièce n'étant pas totalement solidifiée, des déformations peuvent lui être infligées. Il faut noter que la préparation de la pâte impacte directement les propriétés de l'objet obtenu. Chaque pâte, même utilisant les mêmes particules de matériaux, a donc des propriétés différentes suivant sa méthode de préparation et son stockage. Il est difficile d'avoir deux pièces aux propriétés identiques si les pièces ne sont pas fabriquées dans les

mêmes conditions environnementales avec les mêmes produits. La pâte non polymérisée peut être réutilisée.

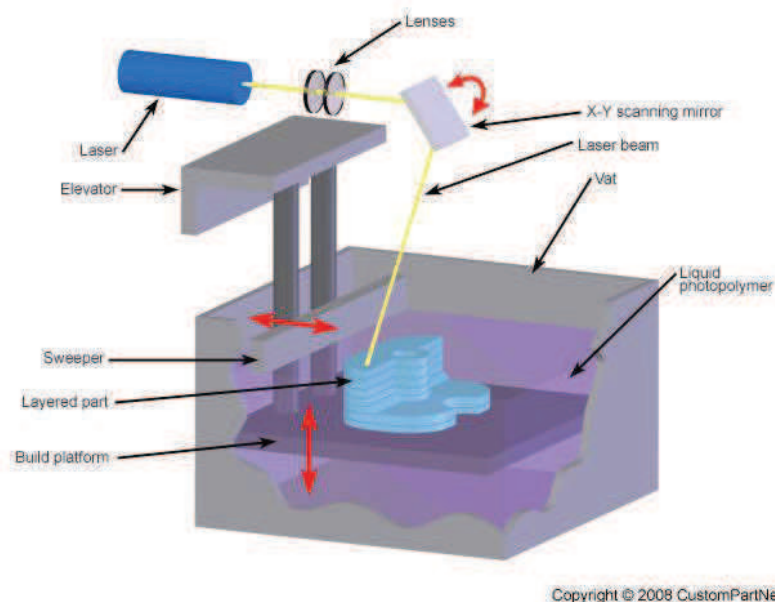


Figure 36: Schéma descriptif de la SLA

La pièce obtenue est dite « crue ». Il faut ensuite l'insérer dans un four pour cuisson afin d'éliminer les liants de la pâte (le déliantage), et de souder les particules de poudre céramique (le frittage). En réalisant cette étape thermique il faut veiller au cycle de montée en température pour éviter une fragilisation mécanique de la pièce. Durant cette phase, le volume de la pièce diélectrique diminue. Il faut donc au préalable avoir pris soin de prévoir les retraits anisotropiques sur la pièce originale par conséquent surdimensionnée.

Les pièces sont fabriquées en quelques heures suivant leurs dimensions. La SLA offre un très bon état de surface (typiquement $1\ \mu\text{m}$ et moins en rugosité en fonction des matériaux), des précisions de fabrication jusqu'à $30\ \mu\text{m}$ suivant le matériau. Esthétiquement, le matériau étant photosensible, il change de couleur avec le temps.

Dans le cadre des hyperfréquences, nous avons souvent recours à cette technologie car les céramiques sont des matériaux diélectriques aux propriétés électromagnétiques remarquables. Différentes gammes de permittivités et de tangentes de pertes existent. Nous pouvons citer parmi les céramiques les plus utilisées l'alumine, la zircone [21] et le BMT [22]. Les avantages en coût, en temps et en qualité de fabrication et la possibilité de faire des formes complexes, ont donné lieu à de nombreux dispositifs hyperfréquences [23]-[24]-[25].

Nous pouvons noter l'adaptabilité de cette méthode pour la construction d'objets

à plus grande ampleur telles que des habitations : le Contour crafting [26].

DLP

Employée par Lithoz GmbH [27] et Admatec Europe BV [28], cette méthode ne se différencie de la SLA que par l'illumination de la matière photosensible. Elle n'utilise pas un laser mais une lampe associée à une matrice de micro-miroirs. En fait, c'est la même technologie utilisée par la plupart des vidéoprojecteurs. Les miroirs sont orientés de telle façon à réfléchir la lumière sur ou en dehors du bain liquide. Chaque miroir de l'ensemble, qui peut en comporter au delà du million, peut donc s'assimiler à un pixel sur le plan XY de la pièce en fabrication. Ainsi, à chaque insolation une image de la tranche à fabriquer est projetée par cette matrice. Une étude comparative avec la SLA [29] répertorie les aspects positifs et négatifs de ces deux techniques. L'intérêt est que chaque tranche est constituée entièrement à l'aide d'une exposition lumineuse, alors qu'avec la stéréolithographie, le laser doit se déplacer sur toute la surface. Il en résulte un gain de temps considérable. De plus, les mouvements mécaniques sont supportés par les miroirs (micro-mouvements très rapides) et non par la platine laser, ce qui demande une implémentation et un contrôle de positionnement moins complexe. Le processus est sensiblement moins coûteux. Cependant il est beaucoup plus encombrant et la technologie est moins éprouvée, car elle n'est sur le marché que depuis quelques années seulement.

II.3.1.2 Caractéristiques :

Épaisseur minimale de couche : 10 μ m,

Tolérances de fabrication : 100 μ m, jusqu'à 30 μ m – 10 μ m en μ SLA [30]

Finition de surface : remarquable, très lisse.

Vitesse de fabrication : Moyenne

Matériaux : résines, thermoplastiques, céramiques, cires

II.3.2 Material jetting (projection de matériaux): Le Polyjet et le multijet

II.3.2.1 Description

L'approche employée pour la fabrication par Polyjet [31] est similaire à celle utilisée par la SLA. En effet, il s'agit également d'une lampe UV qui va polymériser par insolation une résine de polymère. Toutefois, le matériau est ici injecté sur une plaque par le biais de buses telle une imprimante à jet d'encre classique. L'imprimante dépose seulement la matière nécessaire pour chaque couche, insole aux UV, baisse la plaque de support et dépose la couche suivante. Seule la matière devant être solidifiée étant déposée, la lampe UV, solidaire de la buse d'impression, ne doit pas être

spécialement focalisée (fig.37). La résolution n'est donc pas liée au faisceau de lumière mais plutôt à la taille des gouttes injectées en sorties de buses, à l'étalement près. Les résolutions obtenues vont jusqu'à une quinzaine de micromètres. Les formes complexes sont parfaitement appréhendées par cette technologie. Par ailleurs, un plastique structurel sacrificiel est ajouté pour maintenir la pièce au cours de l'impression. Celui-ci peut-être enlevé par un jet d'eau sous pression.

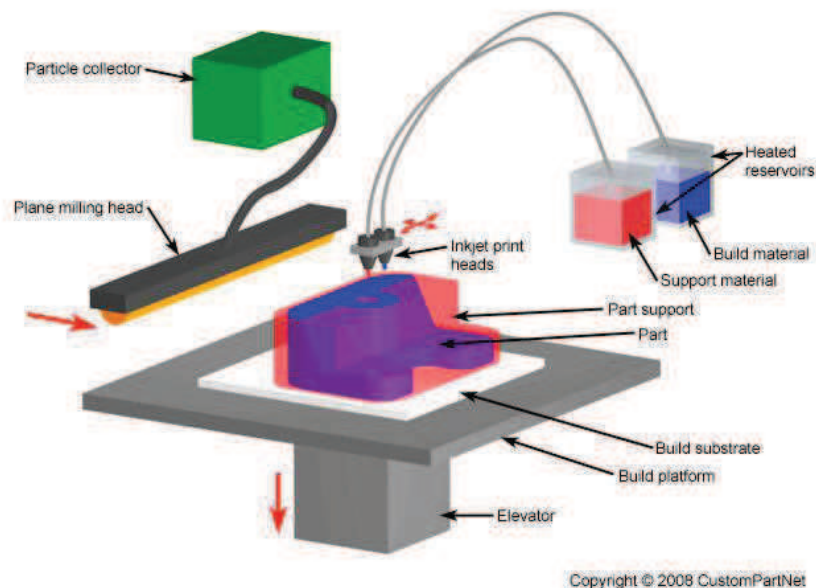


Figure 37: Schéma descriptif du Polyjet printing

Son avantage est l'obtention d'outils ergonomiques et d'objets multicolores, la combinaison de plusieurs matériaux pendant l'impression et les propriétés mécaniques uniques qui en découlent. Par exemple, sur une même pièce il peut y avoir des zones plutôt élastiques ou bien plutôt rigides. Ceci sans compter la possibilité d'imprimer plusieurs pièces en même temps. De plus, une gamme de matériaux extrêmement vaste est accessible et adaptée à l'utilisation souhaitée [32] : résistant aux hautes températures, rigides, opaques, caoutchouteux, transparents, bio-compatibles...

Cependant la résistance mécanique globale est assez faible. Enfin, tout comme la SLA, l'exposition du produit à la lumière et la chaleur dégrade sa durée de vie.

II.3.2.2 Caractéristiques

Épaisseur minimale de couche : 13 μm ,

Tolérances de fabrication : jusqu'à 16 μm (classiquement 35 μm , les moins résolues 100 μm)

Finition de surface : remarquable, très lisse.

Vitesse de fabrication : Lent

Matériaux : résines, thermoplastiques, cires

II.3.3 Binder jetting (projection de liants): impression 3D

II.3.3.1 Description

L'impression 3D [33] par liants est très populaire, permettant d'obtenir des objets multicolores très rapidement. Une poudre est injectée uniformément, à l'aide d'un piston, sur un plateau mobile qui descend couche par couche. A chaque strate, la tête d'impression dépose un liant liquide coloré (plusieurs couleurs par couches sont possibles), qui va permettre de lier la poudre (fig.38).

La vitesse de fabrication est typiquement de 2 à 4 couches par minute. La pièce restant noyée dans la poudre non liée qui fait office de support, aucun autre supplémentaire n'est nécessaire. Cela étant, une étape de nettoyage de la poudre en surplus doit être effectuée, et de la glu (cyanoacrylate), doit être injectée pour bien solidifier la pièce. Une étape supplémentaire de passage en four pour frittage est à envisager pour améliorer ses propriétés mécaniques.

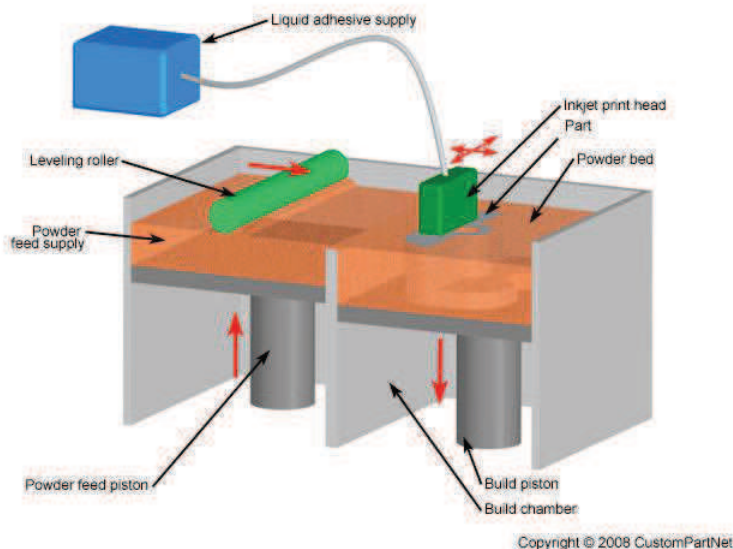


Figure 38: Schéma descriptif de l'impression 3D

La finition de surface, la précision et la tenue mécanique sont le prix à payer pour une méthode rapide et peu coûteuse. Le Binder jetting se cantonne donc à une phase de prototypage ou à des objets basiques.

II.3.3.2 Caractéristiques

Épaisseur minimale de couche : 50 μm ,

Tolérances de fabrication : 100 μm

Finition de surface : rugueux

Vitesse de fabrication : Très rapide

Matériaux : Composites, polymères, élastomères, céramiques, métaux

II.3.4 **Powder bed fusion : Le frittage sélectif laser (SLS), Fusion de métal sélective (SLM), Fusion par faisceau d'électron (EBM)**

II.3.4.1 Description

SLS

Concernant le SLS (Selective Laser Sintering), il s'agit également de poudres de plastique, de céramique ou de verre. Toutefois, elles sont frittées par un laser [34]. Une poudre est étalée sur un plateau mobile par un ou plusieurs rouleaux ou distributeurs, et le laser va localement chauffer les particules qui vont se souder entre elles (le frittage). Le plateau descend ensuite de la résolution verticale et une autre couche est réalisée (fig.39). Ce processus s'effectue dans une enceinte fermée et chauffée.

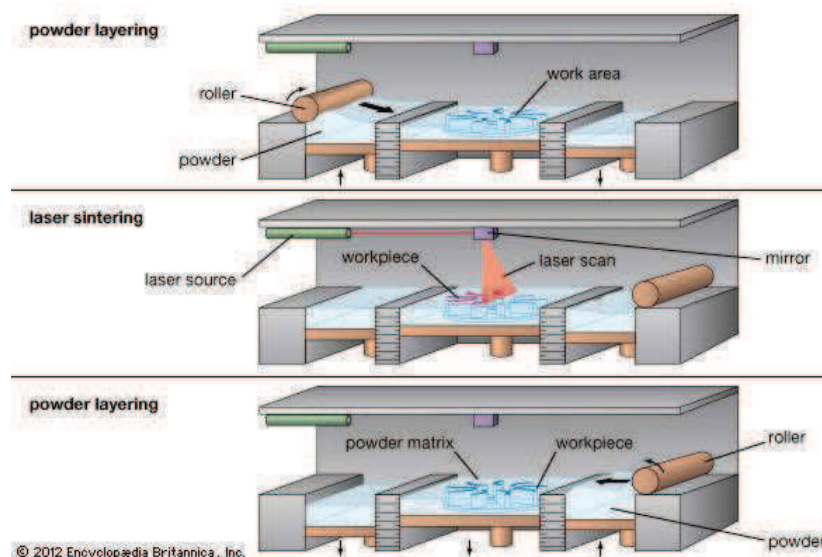


Figure 39: Schéma descriptif de la SLS

L'intérêt majeur est qu'il n'y a pas de support à ajouter pendant la fabrication car la poudre étant solide, les parties non frittées assurent naturellement cette fonction. La pièce finale est plus facile à nettoyer et des formes très complexes peuvent être

réalisées. Parmi les avantages de cette technologie, nous notons la disponibilité de pièces plus robustes mécaniquement et un coût de fabrication moindre par rapport à la SLA, ceci en dépit de sa précision. Aussi, elle offre la possibilité de faire des pièces articulées ou d'inclure des éléments directement.

Toutefois l'état de surface n'atteint pas les performances de la SLA à cause de la porosité engendrée et de la taille des particules (environ 50 μm) nécessaires à un bon écoulement du lit de poudre lors de la mise en couche. La résolution est environ deux fois moins élevée.

DMLS et EBM

La DMLS (Direct Metal Laser Sintering) est tout simplement la SLS avec de la poudre de métal.

L'EBM (Electron Beam Melting) [35] utilise également une poudre de métal comme matière première. Toutefois, elle n'est pas chauffée par un laser mais par un faisceau d'électrons à une température très élevée (entre 700 et 1 000°C) qui fait fondre et fusionner ces particules métalliques couche après couche. La pièce obtenue peut atteindre une densité de 100 %, ce qui lui permet d'avoir des caractéristiques mécaniques optimales.

Toutefois, ces fabrications nécessitent l'utilisation d'une enceinte sous vide ou en atmosphère non oxydante (N_2 par exemple), ce qui permet d'éviter l'oxydation du métal. Elles sont très utilisées pour la fabrication de moules et leurs propriétés mécaniques leur permettent d'intégrer le marché de l'aérospatial.

II.3.4.2 Caractéristiques :

SLS

Épaisseur minimale de couche : 100 μm ,

Tolérances de fabrication : 250 μm

Finition de surface : moyen

Vitesse de fabrication : Rapide

Matériaux : Poudre de polymères, thermoplastiques (nylon), polyamides, élastomères, composites

DMLS et EBM

Épaisseur minimale de couche : 25 μm ,

Tolérances de fabrication : 250 μm

Finition de surface : moyen

Vitesse de fabrication : Rapide

Matériaux : alliage de titane, cuivre, niobium, AL 2024, acier inoxydable, aluminide de titanium

II.3.5 Sheet Lamination: Laminated Object Manufacturing (LOM)

II.3.5.1 Description

Historiquement la première technologie de fabrication additive, la lamination consiste à « étaler » une couche solide de plastique, de papier ou de métal et de découper à l'aide d'un laser le contour de la tranche considérée [36] (fig.40). Ensuite le plateau descend et une autre couche est appliquée, collée à la précédente, puis découpée à son tour.

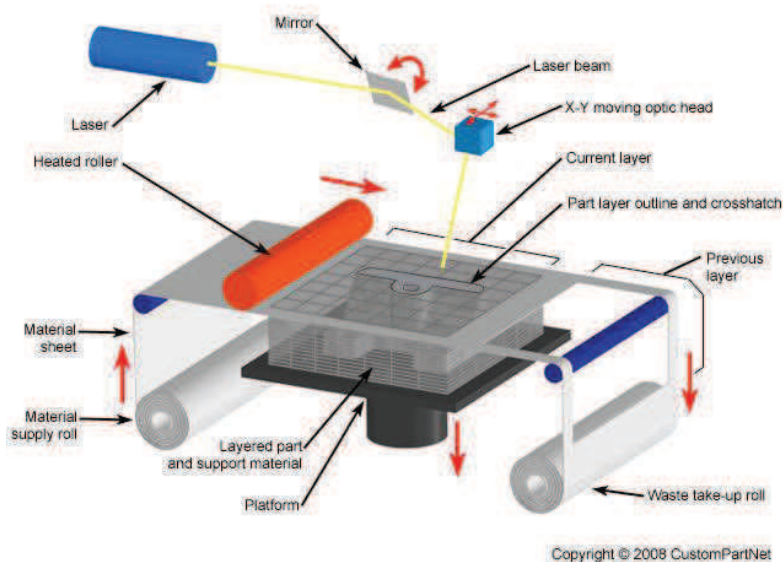


Figure 40: Schéma descriptif de la LOM

Par rapport aux autres techniques, cette dernière a l'avantage de présenter une très faible tension interne des matériaux donc moins de déformations. Les pièces sont moins fragiles et ont une grande durée de vie. Par ailleurs, les objets fabriqués peuvent avoir de grandes tailles (500*800*500 mm³). Enfin un atout est la possibilité d'utiliser du papier comme consommable, ce qui en fait un dispositif plutôt abordable.

Le procédé et les matériaux sont non toxiques et les machines sont abordables. Cependant, elle souffre d'une mauvaise précision, des propriétés mécaniques et thermiques inhomogènes dues à l'interface entre deux tranches. De plus, une phase de finition est quasiment inévitable.

II.3.5.2 Caractéristiques

Épaisseur minimale de couche : 50 μ m,

Tolérances de fabrication : 100 μ m

Finition de surface : rugueux

Vitesse de fabrication : Rapide

Matériaux : Thermoplastiques (PVC), papier, composites (métal, céramique, ferrites...)

II.3.6 **Material Extrusion : Dépôt de fil (FDM et FFF)**

II.3.6.1 Description

La FDM [37] (Fused Deposition Modeling ou FFF : Fused Filament Fabrication), à savoir dépôt de fil fondu, est financièrement très abordable parmi des technologies d'impression 3D pour un marché grand public.

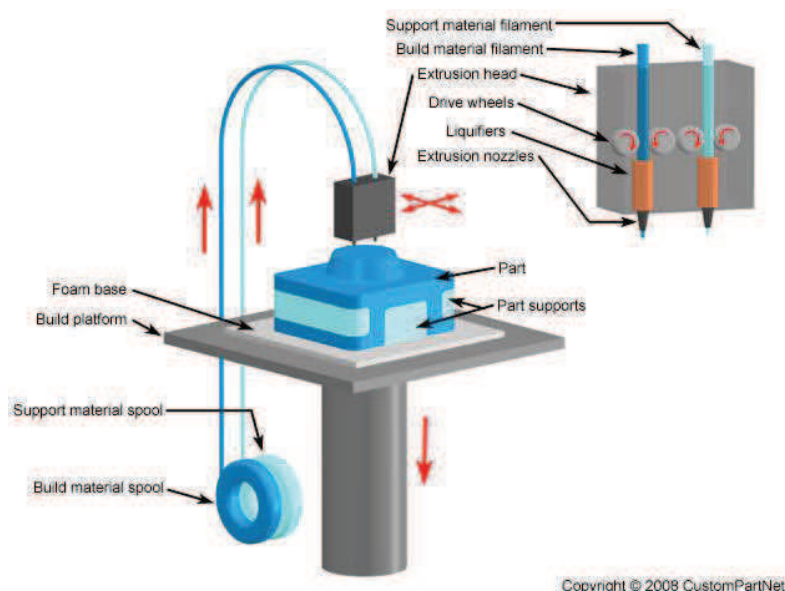


Figure 41: Schéma descriptif de la FDM

Un fil plastique (ABS, PLA) est fondu puis passe à travers une buse d'impression qui le dépose sur une plaque mobile descendant à chaque itération. L'objet est construit couche par couche, de manière très rapide. En parallèle un

plastique structurel (PVA) est également déposé pour le maintien de la pièce en fabrication. Ce support est enlevé par l'immersion de la pièce dans un bain de Na_2ClO_3 (fig.41).

Les imprimantes utilisant la FDM peuvent également disposer de plusieurs buses avec des plastiques de couleurs différentes pour du maquettage.

La résolution, directement liée au diamètre des fils fondus, est de l'ordre de la centaine de micromètres, d'où résulte un état de surface très moyen.

II.3.6.2 Caractéristiques

Épaisseur minimale de couche : 125 μm ,

Tolérances de fabrication : 125 μm

Finition de surface : rugueux

Vitesse de fabrication : lent

Matériaux : thermoplastiques (ABS, PLA), Polycarbonate, élastomères, cires, céramiques [38]

II.3.7 **Directed Energy Deposition (DED) : Laser Engineered Net Shaping (LENS), Direct Metal Deposition (DMD), 3D Laser Cladding**

II.3.7.1 Description

Les procédés de cette catégorie fonctionnent par un dépôt direct de matière à l'endroit désiré [39]. La poudre ou le fil de métal est projetée à travers une zone chauffée par un laser (jusqu'à 20KW), un faisceau d'électrons ou un gaz ionisé. Ceci se fait dans une atmosphère contrôlée appauvrie en oxygène. Ensuite, la poudre fondue est déposée sur un plateau en mouvement dans le plan XY. La tête d'impression monte d'une couche et le processus est répété.

L'avantage substantiel est l'obtention de pièces denses en métal (jusqu'à 100%), pouvant avoir de grandes tailles. Par ailleurs, la composition du matériau créé par fusion peut évoluer au cours de la fabrication, permettant d'avoir des propriétés exclusives si besoin. Par ailleurs, cette technique peut permettre de réparer localement un objet.

Cependant, il est nécessaire de reprendre la pièce en usinage classique pour la finition, la quantité de poudre nécessaire est élevée et les degrés de liberté sur les formes plus faibles que pour les autres techniques.

II.3.7.2 Caractéristiques

Épaisseur minimale de couche : 250 μm ,

Tolérances de fabrication : 50 μm

Finition de surface : rugueux

Vitesse de fabrication : rapide

Matériaux : Poudres d'acier, de cuivre, d'aluminium, titane...

II.3.8 **Autres**

Le Rapid freeze prototype (RFP) [40] a pour particularité d'utiliser l'eau comme procédé et sa solidification par refroidissement pour la construction. Concernant le principe, une pompe aspire de l'eau à travers un tuyau. L'eau est ensuite déposée sur un plateau mobile à l'aide d'une buse, le tout dans une enceinte réfrigérée, ce qui permet à l'eau de geler. La buse et les tuyaux sont conservés en température juste au dessus du point de solidification. L'accroche à la couche précédente se fait donc en passant d'une phase liquide à solide, ce qui efface l'effet de pallier et permet une bonne cohésion de la matière. Le flux de la sortie de la buse est un paramètre critique pour éviter des discontinuités ou des amas de matières déformés. Si nécessaire, de l'eau salée est utilisée pour faire support. Pour enlever le support, l'ensemble est déposé dans une enceinte liquide qui n'est pas soluble avec l'eau, et qui a une densité très différente. Ensuite, ce solvant est à une température juste supérieure au point de solidification de l'eau salée, qui va alors fondre, mais toujours au-dessous de la température de passage à l'état solide de l'eau pure. Ce procédé, très écologique est réservé pour des applications basses températures. Il n'y a aucun risque lié à la fabrication et le matériel utilisé est simple. Il permet un bon état de surface. Les objets ont de bonnes propriétés pour des applications d'outillage (moules) ou de visualisation de forme (avec possibilité de coloration).

Dans le même esprit, il existe le Freeze-form Extrusion Fabrication (FFF) [41], pour la fabrication de pièces céramiques. Trois pâtes aqueuses sont mixées dans une certaine proportion suivant la réaction chimique désirée, et injectées sur un plateau mobile dans une enceinte réfrigérée, solidifiant le tout. Ensuite le liant (2 à 4 % du volume total) va s'évaporer et la pièce est frittée dans une enceinte chauffée. L'état de surface est très irrégulier avec des couches de l'ordre de 500 μm et la précision de l'ordre de 300 μm [42].

Une nouvelle technologie est en train de voir le jour : le Continuous Liquid Interface Production (CLIP)(fig42), développée par Carbon3D [43]. Cette technologie de fabrication additive en phase liquide permet de réduire drastiquement les temps de fabrication et permet des formes très complexes avec d'excellents états de surface

grâce à une impression en continu (plus d'effet pallier). Le système comporte un bain liquide de photopolymères duquel sort un plateau mobile, d'un projecteur UV, et une interface qui laisse passer UV et oxygène entre la lumière et le bain. L'oxygène bloque le processus de durcissement par UV, ce qui crée une zone morte en bas du bain d'une dizaine de micromètres, c'est à dire une phase liquide qui ne réagit pas. Ainsi, le contrôle de l'interaction entre lumière et oxygène permet de supprimer l'effet de pallier, avec l'élévation continue du plateau. La résine devient photosensible après la zone morte. Le fabricant annonce un temps de fabrication de 25 à 100 fois plus rapide que les autres AM avec la possibilité d'utiliser des matériaux élastomères ou rigides. Des fonds d'investissement ont même apporté 41 millions de dollars pour le développement de la société Carbon3D. Il faut attendre les premières réalisations pour juger de cette nouvelle technologie disruptive.

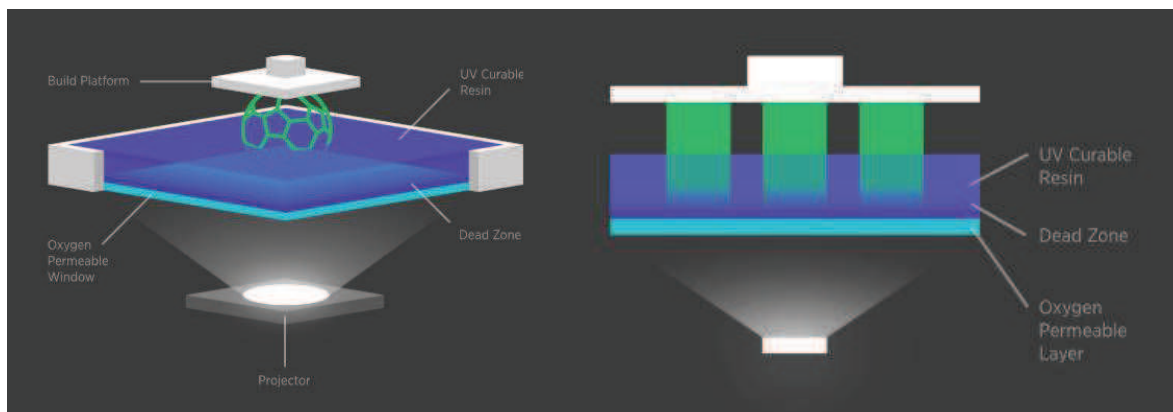


Figure 42: Procédé de fabrication CLIP

source : <http://carbon3d.com/>

II.4 Comparatif

L'AM est sans conteste plus adaptée pour la réalisation de formes complexes et de pièces de prototypage. Elle est assez facile à mettre en œuvre, ne nécessite pas d'outils et est rapide. Le cycle de fabrication et l'infrastructure sont donc largement réduits pour l'obtention d'une pièce. De plus, considérant la liberté de forme, les pièces peuvent être adaptées à des contraintes autres que celles de fabrication.

Au niveau des tolérances de fabrication et des états de surface, la SLA est assez compétitive face aux méthodes conventionnelles, et globalement, l'AM tend à se rapprocher, voire à atteindre les performances de fabrications classiques. Cependant les tolérances sont anisotropiques entre la direction de croissance et le plan transverse. Par ailleurs, la large gamme de matériaux disponible permet de toucher de très nombreux domaines d'application mais reste bien inférieure à celle offerte par la fabrication traditionnelle.

Les efforts à apporter concernent les aspects mécaniques et thermiques.

Globalement, les pièces obtenues par AM, excepté dans le cas des DED, n'atteignent pas les propriétés du matériau qui les constitue. Aussi, ces produits manquent de qualification, la technologie étant encore jeune et doivent faire face à des méthodes robustes et fiables.

Toutefois, si l'AM veut s'imposer dans les usines de fabrication, elle devra se montrer compétitive sur les grandes séries de pièces, car là où le coût unitaire est fortement réduit par la production de masse en fabrication classique, il est plutôt constant dans les cas de l'AM. Par exemple, l'entreprise Sculptéo [44] a identifié le prix unitaire d'une pièce en fonction du nombre de pièces produites pour un support de caméra GoPro entre une fabrication par moulage (Quickparts) et par SLS (Sculptéo) (fig43).

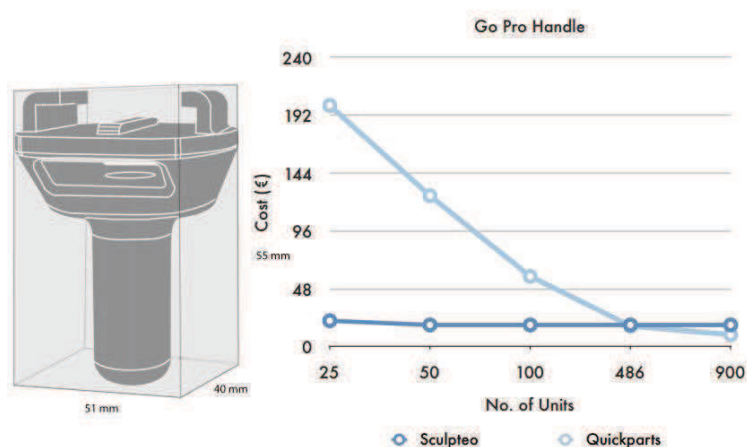


Figure 43: Comparaison du prix unitaire entre moulage et SLS pour un support de GoPro en fonction du nombre de pièces

Pour qu'elle ne soit pas limitée à de petites séries ou à des pièces uniques, pour lesquelles elle est sans contexte concurrentielle, il faut penser son intégration différemment. Dans [45], un brevet a été déposé en 2008 en combinant la stéréolithographie et du dépôt d'encre argent pour créer un système fonctionnel [46]. Par ailleurs le processus de fabrication peut être optimisé pour intégrer des composants électroniques pendant les phases de construction [47]-[48]. D'autres axes se penchent sur l'adaptation des chaînes de production en incluant des machines de technologies additives [49].

Nous devons aussi évoquer le prix du matériel et des matériaux encore défavorable par rapport aux techniques classiques. Aussi la normalisation de tout le domaine en cours s'avère très fastidieuse compte tenu des nombreux acteurs, ce qui est un frein au développement du marché. Les principaux éléments de comparaison sont regroupés dans le tableau 1.

Tableau 1: Comparatif des techniques de fabrication : AM en jaune ; traditionnelles en bleu

Catégorie	Procédé	Hmin de couche / μ m	Tolérances / μ m	Vitesse	Etat de surface	Matériau	forme	Processus	Avantages	Inconvénients	Adapté pour
Photopolymérisation en bain	SLA / DLP	25	30	moyenne	Très bon	céramiques, thermoplastiques, cires	liquide	polymérisation UV d'un liquide photosensible	Etat de surface Tolérances	Fragilité Sensible à la lumière et la chaleur	Formes complexes Petites séries Prototypage Personnalisation Délais Echange Infrastructure légère Pas d'outils
Projection de matériaux	Polyjet	13	16	lent	bon	thermoplastiques, résines, cires	liquide	polymérisation UV de gouttes photosensibles	Haute précision Multimatériaux	Caractéristiques mécaniques Sensible à la lumière et à la chaleur	
Projection de liant	Impression 3D	50	100	très rapide	moyen	Composites, polymères, élastomères, céramiques, métal	poudre	poudre liée par un liquide	très rapide Multicolore	Etat de surface rugueux Caractéristiques mécaniques	
Fusion de poudre	SLS	100	250	rapide	moyen	polymères, élastomères, polyamides, plastiques, composites	poudre	frittage de poudre par laser	Caractéristiques mécaniques Pièce articulées possibles Grande modularité Grand volumes de construction	Etat de surface Tolérances	
	EBM / SLM	25	250	rapide	moyen	métaux (titane, cuivre, niobium acier...)					
Lamination de feuille	LOM	50	100	rapide	rugueux	thermoplastiques, papier, composites	solide	découpage et collage de feuilles	Pièces robustes Grandes tailles Utilisation de papier possible	Tolérances Propriétés mécaniques et thermiques inhomogènes Phase de finition nécessaire	
Extrusion de matériaux	FDM	125	125	lent	rugueux	thermoplastiques, élastomères, cires, céramiques	fil solide	dépôt de fil fondu	Prix Pièces résistantes	Etat de surface Tolérances Lenteur	
Dépôt direct par apport d'énergie	LENS / DMD / laser cladding	250	50	rapide	rugueux	métaux (aluminium, titane, cuivre, acier...)	poudre	dépôt de poudre fondue par laser ou faisceau d'électrons	Caractéristiques mécaniques Fabrication de moules		
retrait de matière	usinage	1000	12	lent / moyen	Très bon	Tout type	solide	retrait de matière d'un bloc	Tous matériaux Tonne précision Caractéristiques mécaniques Grandes quantités	Coût équipement Beaucoup d'opérations Beaucoup de déchets Complexité limitée	Grandes séries Tolérances
injection de matière	moulage	50	50	Lent / très rapide	bon	Tout type	liquide	injection de liquide ou pâte dans un moule	Grande production Fabrication peu coûteuse Formes complexes	Côût équipement Délais	Bonne tenue mécanique Etats de surface
mise en forme	formage	100	50	Lent / très rapide	très bon	métaux	solide	opérations de pliage, roulage ou emboutissage d'une feuille de métal	Production de masse Peu coûteux Formes complexes	Epaisseur constante Outillage lourd et coûteux Maîtrise des outil Déchets	Matériaux Fiabilité
assemblage		dépendant de l'objet fourni (Dép.)		lent	Dép.	tout type	solide	assemblage de différentes pièces	Tout matériaux, Réparations	Délais Coût Tolérances	Répétabilité

NB : Les tolérances sont fonction des dimensions de la pièce : plus elle est grande, moins les tolérances seront bonnes. Nous donnons ici les tolérances minimales (donc pour de petites pièces). Par exemple pour le formage, elles sont typiquement autour de 250 µm. Les vitesses des fabrications conventionnelles sont données : *vitesse de mise en place (premier objet) / vitesse de production d'un objet*. En effet, ces techniques s'utilisent souvent dans le cadre de la production de masse.

II.5 Les matériaux dans les AM

Type Matériaux	Procédé	forme	Matériau
polymère	SLA, MJM	liquide	polymères photosensibles
	MJM		cire
	SLS	poudre	polyamide 12, polystyrene, GF polyamide
	3DP		plastique acrylique, cire
	FDM	fil	ABS, PLA, PC, ULTEM
céramique	SLA	liquide, pâte	zircone, silice, alumine, BMT
	SLS	poudre	alumine, silice, zircone, ZrB ₂ , biocéramiques, graphites
	3DP		alumine, silice, zircone, Ti ₃ SiC ₂ , biocéramiques, graphites
	FDM	fil	alumine, silice, zircone, PZT, biocéramiques
métal	SLS	poudre	acier titanium, chrome
	LENS		acier, aluminium, titanium, cobalt, alliage nickel-cuivre
	EBM		Titanium, chrome
composite	SLS, SLM	poudre	métal/métal, métal/céramique, céramique/céramique, matrice de polymères
	LENS		alliages de métaux
	FDM	fil	polymère/métal, polymère/céramique, PZT
	FEF		pâte chargée en particules de céramiques
	LOM	solide	matrices de polymères ou de céramiques
verre	SLS	poudre	
eau	RFP	liquide	

Tableau 2: Matériaux utilisés dans les AM

En parallèle, tous ces développements de technologies de fabrications additives doivent s'accompagner d'une amélioration et d'études poussées sur les propriétés des matériaux utilisés. En effet, le matériau est l'élément principal et sa maîtrise est capitale afin d'obtenir un produit optimal. Les limitations observées, au-delà des résolutions et états de surface inhérents au procédé, sont d'ordres mécaniques, thermiques ou électroniques. Or ces aspects sont directement liés aux propriétés intrinsèques des matériaux et des transformations qu'ils subissent. Par exemple, d'un point de vue électromagnétique et de stabilité des propriétés en température, des développements sont mis en œuvre sur des poudres d'alumine afin d'atteindre des

performances RF très intéressantes allant d'une très faible tangente de pertes à une stabilité thermique [50].

Les matériaux utilisés sont de natures métalliques, plastiques, céramiques, composites ou biologiques [3]. Suivant le procédé, ils sont sous forme de liquide, de poudre ou de fil.

Nous regroupons dans le tableau 2 les différents types de matériaux utilisés ainsi que leurs propriétés.

II.6 L'impression 3D dans l'aérospatial

L'aérospatial est une bonne pépinière pour le développement des technologies additives performantes en caractéristiques dimensionnelles et mécaniques. Il représente 10 % du marché de l'AM avec 2,2 milliards de dollars en 2012 [51].

Ces industries se prêtent particulièrement aux avantages que propose l'AM. En effet, le nombre de pièces est souvent limité et des formes complexes sont recherchées pour optimiser la forme et le poids des objets. L'AM permet de concevoir des pièces creuses avec les mêmes caractéristiques mécaniques, pouvant réduire le poids d'environ 30%. Par ailleurs, beaucoup moins de déchets sont produits, seulement 10%, ce qui sachant le prix des matières premières (expl : titane), est un gain considérable. De plus, le matériau non utilisé peut servir pour une autre fabrication dans certains cas. Enfin, la rapidité du processus pour la phase de prototypage permet de réduire le *Time to market* de 64 %. Cependant il faut tenir compte de l'impact sur les chaînes de production, plus ou moins faciles à adapter, sachant qu'il faut garder des organes de production classiques pour des pièces pour l'heure inenvisageable en fabrications additives, telles que des ailes d'avion. Enfin, le marché de l'aérospatial est planifié sur le long terme, il faut donc que l'AM puisse s'y adapter et passe le lourd processus de qualification et la coordination des différents acteurs[52].

L'AM trouve sa place dans quelques applications commerciales. C'est le cas chez Optomec [53] profitant de la technologie LENS pour la fabrication de composants pour hélicoptères, satellites et moteurs. D'autres entreprises comme Arcam [54], Concept laser, Prometal utilisant respectivement l'EBM, la SLM et la 3DP pour la fabrication de pâles de turbines par exemple avec des *Buy to Fly ratio* se rapprochant de 1 au lieu de 15-20. Aussi certains polymères résistants aux hautes températures sont développés, c'est la cas du PEEK [55] qui a une bonne tenue thermique (bon fonctionnement à 260 °C), de bonnes performances mécaniques, qui est auto-extinguible et à faible rejet de gaz toxique dans le cas d'un incendie, qui est léger... ce qui lui permet de remplacer l'aluminium dans certaines applications : distributeur de pompe à dépression pour kérosène (moulé avec des fibres de carbone)

ou roue de ventilation refroidissant le rotor (avec fibres de verres). En outre il existe de nombreuses investigations à l'état de recherches. Enfin, l'AM est beaucoup utilisée pour des opérations de réparation.

Concernant l'application dans les systèmes de filtrage, l'AM offre une possibilité d'investigation importante. En effet, à l'aide des imprimantes Polyjet ou FDM, des prototypes peuvent être rapidement réalisés à faible coût. Bien que les systèmes ne soient pas viables comme produit final dans un premier temps, ils permettent de valider un principe de fonctionnement et de gagner un temps considérable. Concernant les techniques plus onéreuses, quelques systèmes sont pensés pour l'impression 3D comme un filtre optimisé en forme pour garantir les meilleures performances RF (fig 10-a)[56], un filtre guide d'onde en SLM (fig 10-b)[57] ou une matrice de Butler 4x4(fig 10-c) [58].

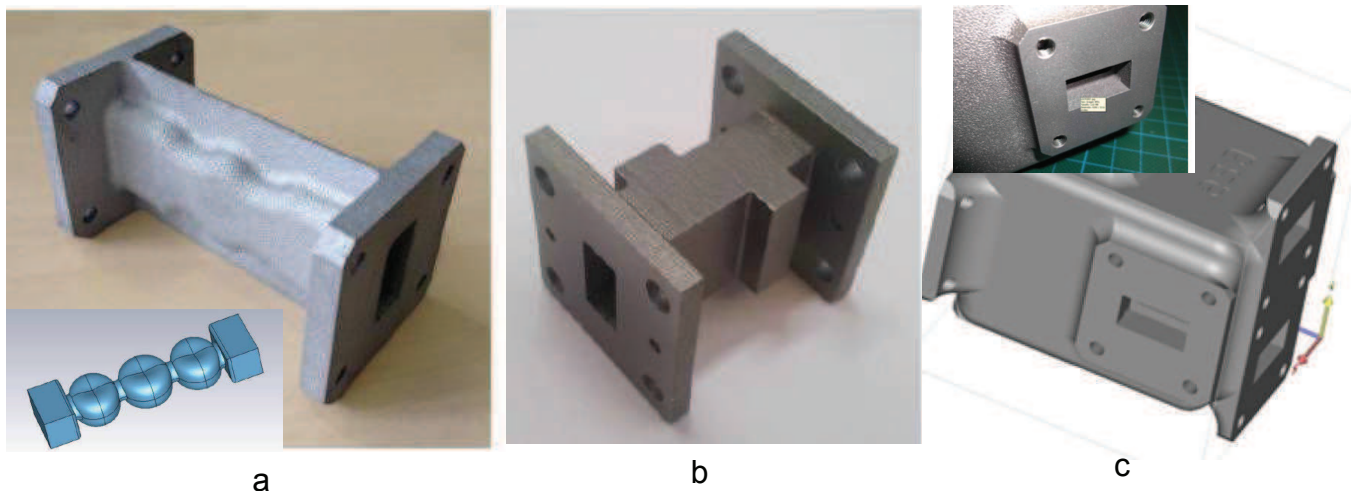


Figure 44: Dispositifs RF en fabrication additive : a- filtre 3 pôles, b- filtre guide d'onde, c-matrice de butler

En parallèle, un projet, *Made in space* [59], s'oriente vers la conception d'AM zéro gravité, c'est à dire capable de fonctionner dans l'espace. Cela permettrait à terme d'éviter d'envoyer des objets (impliquant le décollage d'une fusée) pour des besoins dans une station spatiale par exemple, mais seulement un fichier informatique par ondes électromagnétiques pour pouvoir fabriquer l'objet à bord. L'économie réalisée et les risques opératoires seraient drastiquement dévalués. Une première version a été envoyée le 21 septembre 2014 pour effectuer des tests environnementaux.

En conclusion, nécessitant une certaine période d'adaptation, les techniques de fabrication additive et l'aérospatial ont tout intérêt à travailler ensemble, la première pour se développer et profiter d'un domaine à forte valeur ajoutée et à fort poids financier, la seconde pour renouveler sa stratégie de production en intégrant des pièces optimisées au mieux.

II.7 Conclusion

Depuis leur apparition et leur mise sur le marché dans les années 1980, les technologies additives se sont diversifiées et se sont sans cesse améliorées. Dans un premier temps reléguées à la fabrication de prototype de part leur autonomie (pas besoin d'outils), leur rapidité et leur faible coût pour la production de pièces unitaires, elles percent sur le marché en faisant jouer d'autres atouts. Parmi ceux-ci, elles mettent en exergue les possibilités de personnalisation et la facilité de production offertes à partir de simples logiciels, ce qui ouvre la porte à un marché grand public. Par ailleurs, pour les industries de pointe, elles placent en avant leurs facultés uniques à pouvoir produire des pièces à formes géométriques complexes, impossible à réaliser par d'autres techniques. Cette complexification peut engendrer des structures beaucoup plus légères et tout aussi performantes. Elles tentent également de s'imposer dans les usines de production classiques en offrant un *Time to market* réduit.

Les précisions ne cessent de progresser et sont maintenant du même ordre de grandeur que les méthodes de production conventionnelles. Certaines technologies offrent même des états de surface remarquables. Toutefois, les performances mécaniques et thermiques sont généralement plus faibles du fait de l'agglomération de matière, excepté pour les DED. De plus, la taille des objets est souvent limitée.

Des progrès sont également nécessaires dans le rendu final de la pièce. Bien que dans certaines applications, les dispositifs RF dans les charges utiles notamment, l'esthétique n'est pas un critère de produit fini, d'autres sont très liées à l'aspect final de l'objet : couleur, état de surface visible, texture. Nous pouvons citer dans cette catégorie tout ce qui concerne certaines prothèses médicales, des jouets ou des objets usuels de la vie quotidienne. Ce critère de finition est indissociable de la direction d'évolution de telles techniques. Finalement, le plus grand obstacle provient de leur manque de maturité, car les tests de qualification et la fiabilité à long terme ne sont pas bien évalués, ce qui est un frein pour certaines applications. Il leur faudra du temps avant de s'imposer face à des techniques fiables et qui ont fait leur preuve.

Pour s'imposer dans la production de masse, l'AM doit réduire le coût unitaire. En effet, si elle est indubitablement concurrentielle sur de petites séries, elle l'est moins, voire pas, sur de grandes séries. Une voie intéressante est la mise en lien de deux ou plusieurs de ces technologies pour fabriquer un produit viable en profitant des avantages de chacune. Par exemple, des systèmes électroniques ont été réalisés en joignant la FDM pour la réalisation de pistes métalliques à la SLA pour la mise en forme complexe du substrat -et support- diélectrique. Par ailleurs, des approches d'adaptation d'une chaîne classique sont évoquées en intégrant des technologies additives le long des chaînes de fabrication.

Il faut également prendre en compte tous les aspects juridiques, ressources humaines et financier pour mettre en place une industrie efficace.

Du point de vue de l'électronique ou des hyperfréquences, l'AM est utilisée pour des pièces structurelles, voire pour de la validation de principe mais très peu pour des systèmes fonctionnels. Une exception est la fabrication de pièces diélectriques par SLA pour intégrer des systèmes radiofréquences. Or dans certaines applications, notamment le spatial, les dispositifs sont numériquement limités, donc l'AM prendrait tout son sens. Mais elle n'échappera pas aux longues étapes de qualification.

Au final, ces technologies ne vont avoir de cesse de se développer en promettant des objets inaccessibles autrement. Tout ceci sans compter l'engouement populaire que suscitent les technologies additives offrant un champ d'exploration extrêmement vaste pour créer, conceptualiser et réaliser. Ce dernier point va pousser les recherches vers un outil simple, ergonomique et abordable, tandis que le marché industriel va les orienter sur le gain en précision et en caractéristiques physiques.

Ces techniques associées à des analyses tomographiques offrent un champ d'action considérable. Par exemple, il est possible de scanner en trois dimensions un objet, d'envoyer le fichier numérisé n'importe où dans le monde (ou l'univers) et recréer cet objet à l'aide d'une imprimante 3D. Potentiellement, l'AM permet d'envoyer un objet à fabriquer sous forme numérique n'importe où sur terre ou dans l'espace, pourvu que la zone de réception soit équipée d'une technologie additive, excluant de fait les frais et les risques logistiques dus aux transports.

Enfin la mentalité de conception évolue pour passer de l'objet adapté à la fabrication, à la fabrication adaptée à l'objet.

III Bibliographie

- [1] Fabien Seyfert, Manuel pour l'utilisateur du logiciel Presto-HF. Avril 2003.
- [2] D.L. Bourell, M. Leu, and D. Rosen, Roadmap for Additive Manufacturing - Identifying the Future of Freeform Processing, Univ. of Texas, Austin, TX, 2009.
- [3] Nannan GUO, Ming C. LEU, "Additive manufacturing: technology, applications and research needs", front. mech. Eng. 2013, 8(3) : 215-243
- [4] Pham D T, Dimov S S., " Rapid prototyping and rapid tooling – the key enablers for rapid manufacturing." Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, 2003, 217(1): 1–23
- [5] Page internet du projet européen : <http://www.amaze-project.eu/>, accès en ligne le 28/04/2015
- [6] Yong Huang, Ming C. Leu, "Frontiers of Additive Manufacturing Research and Education", An NSF Additive Manufacturing Workshop Report, July 11 and 12, 2013
- [7] Page internet de Custompartnet : <http://www.custompartnet.com/>, accès en ligne le 28/04/2015

- [8] Alain DESSARTHE, "Usinage des polymères", article bm7426, Techniques de l'ingénieur, 10/07/2000
- [9] Daniel KREMER, "Usinage par ultrason", article bm7240, Techniques de l'ingénieur, 10/04/1998
- [10] Henri PELLEREAU, Jean-Michel CUNTZ, Franck CORDIER "Usinage chimique", article b7260, Techniques de l'ingénieur, 10/02/1994
- [11] Memarian, Mohammad; Mansour, R.R., "Quad-mode and dual-mode dielectric resonator filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.57, no.12, pp.3418,3426, Dec. 2009
- [12] Daniel KREMER, "Usinage par électroérosion", article bm7251, Techniques de l'ingénieur, 10/10/2000
- [13] André LE NÉZET, Michel GARAT, "Moulage des alliages d'aluminium - Sable, moulage de précision et procédés apparentés", article m3636, Techniques de l'ingénieur, 10/12/2013
- [14] "L'usinage et la mise en forme des aciers de construction", article tba1370, Techniques de l'ingénieur, 01/12/2007
- [15] Delphine Jasawant-Cosme, "Comment réaliser un assemblage ?", article 0767, Techniques de l'ingénieur
- [16] Delphine Jasawant-Cosme, "Quels sont les phénomènes en jeu dans un assemblage ?", article 0765, Techniques de l'ingénieur
- [17] ASTM. ASTM F2792–10 standard terminology for additive manufacturing technologies
- [18] J.C. André, M. Cabrera, J.Y. Jezequel, A. Méhauté, French Pat. 2583333, 1985
- [19] Jacobs P F. Rapid Prototyping & Manufacturing: Fundamentals of Stereolithography. Dearborn: SME publication, 1992
- [20] A-L. Allanic and P. Schaeffer, «Procédé de prototypage rapide permettant l'utilisation de matériaux pâteux, et dispositifs pour sa mise en oeuvre», Brevet Français FR 2 790 418-A1
- [21] Delhote, N.; Baillargeat, D.; Verdeyme, S.; Thevenot, M.; Delage, C.; Chaput, C., "Large experimental bandpass waveguide in 3D EBG woodpile manufactured by layer-by-layer ceramic stereolithography," *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International* , vol., no., pp.1431,1434, 3-8 June 2007
- [22] Carpentier, L.; Delhote, N.; Verdeyme, S.; Estagerie, L.; Leblond, H.; Pacaud, D., "Compact Ku band filter based on BMT dielectric resonators made in a single part using 3D ceramic stereolithography process," *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International* , vol., no., pp.1.3, 17-22 June 2012
- [23] N. Delhote, « Composants céramiques 3D par procédé de stéréolithographie. Solutions de filtrage hyperfréquence innovantes», Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Octobre 2007
- [24] A. Khalil, «Technologies LTCC et stéréolithographie céramique 3D appliquées à la conception de dispositifs millimétriques et sub-millimétriques», Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges Octobre 2012
- [25] L. Carpentier, «Filtres céramiques microondes par stéréolithographie 3D», Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Décembre 2012
- [26] Site internet contour crafting, robotic construction system, université southern california, <http://www.contourcrafting.org/>, accès en ligne le 28/04/2015
- [27] Site Internet du groupe Lithoz, <http://www.lithoz.com/en>, accès en ligne le 21/07/15
- [28] Site Internet du groupe Admatech, <http://www.admatec.nl/nl/>, accès en ligne le 21/07/15
- [29] Site internet, inside 3DP, <http://www.inside3dp.com/battle-3d-printers-sla-vs-dlp/>, accès en ligne le 28/04/2015
- [30] M. Farsari, F. Claret-Tournier, S. Huang, C.R. Chatwin, D.M. Budgett, P.M. Birch, R.C.D. Young, J.D. Richardson, "A novel high-accuracy microstereolithography method employing an adaptive electro-optic mask", *Journal of Materials Processing Technology* 107, pp 167-172, 2000
- [31] Site internet 3Dnatives, <http://www.3dnatives.com/impression-en-3d-polyjet/>, accès en ligne le 28/04/2015

- [32] Site internet de Stratasys, <http://www.stratasys.com/fr/materiaux/polyjet>, accès en ligne le 28/04/2015
- [33] Sachs M E, Haggerty J S, Cima M J, Williams P A., "Three dimensional printing techniques." US Patent, 5204055, 1993
- [34] A. Stwora, G. Skrabalak, "Influence of selected parameters of Selective Laser Sintering process on properties of sintered materials", Journal of achievements in materials and manufacturing engineering, vol 61, issue 2, december 2013
- [35] Ola L.A. Harrysson, Omer Cansizoglu, Denis J. Marcellin-Little, Denis R. Cormier, Harvey A. West II, "Direct metal fabrication of titanium implants with tailored materials and mechanical properties using electron beam melting technology", Materials Science and Engineering C 28 (2008) 366–373
- [36] Bernhard Mueller, Detlef Kochan, "Laminated object manufacturing for rapid tooling and patternmaking in foundry industry", Computers in Industry 39, 1999. 47–53
- [37] James W. Comb, William R. Priedeman, Patrick W. Turley, FDM® TECHNOLOGY PROCESS IMPROVEMENTS, Stratasys, Inc., Eden Prairie, Minnesota
- [38] M. Allahverdi, S.C. Danforth, M. Jafari, A. Safari, "Processing of advanced electroceramic components by fused deposition technique", Journal of the European Ceramic Society 21 (2001) 1485–1490
- [39] J. Mazumder · A. Schifferer · J. Choi, "Direct materials deposition: designed macro and microstructure", Mat Res Innovat (1999) 3:118–131
- [40] Wei Zhang, Ming C. Leu, Zhiming Ji, Yongnian Yan, "RAPID FREEZING PROTOTYPING WITH WATER"
- [41] Ming C. Leu, Lie Tang, Brad Deuser, Robert G. Landers, Gregory E. Hilmas, Shi Zhang, and Jeremy Watts, "FREEZE-FORM EXTRUSION FABRICATION OF COMPOSITE STRUCTURES", reviewed august 2011
- [42] D. A. Garcia Montano, "FABRICATION OF COMPLEX CERAMIC PARTS WITH SACRIFICIAL MATERIAL USING FREEZE-FORM EXTRUSION FABRICATION", Thèse de l'université du Missouri, 2012
- [43] Site internet de Carbon3D, <http://carbon3d.com/>, accès en ligne le 28/04/2015
- [44] Site internet de Sculptéo, <http://www.sculpteo.com/fr/impression-3d-et-procedes-de-fabrication-traditionnels-comparaison/>, accès en ligne le 29/04/2015
- [45] J. Palmer, D. Davis, B. Chavez, P. Gallegos, R. Wicker, and F. Medina, "Methods and systems for rapid prototyping of high density circuits," U.S. Patent 7 419 630, Sep. 2, 2008.
- [46] A. Lopes, M. Navarrete, F. Medina, J. Palmer, E. MacDonald, and R. Wicker, "Expanding rapid prototyping for electronic systems integration of arbitrary form", in Proc. Solid Freeform Fabrication Symp., 2007, pp. 644#655.
- [47] J. Cham, B. Pruitt, M. Cutkosky, M. Binnard, L. Weiss, and G. Nplotnik, "Layered manufacturing with embedded components: Process planning considerations," in Proc. ASME DETC, 1999, pp. 12-15.
- [48] MacDonald, E.; Salas, R.; Espalin, D.; Perez, M.; Aguilera, E.; Muse, D.; Wicker, R.B., "3D Printing for the Rapid Prototyping of Structural Electronics," Access, IEEE , vol.2, no., pp.234,242, Dec. 2014
- [49] Site internet 3Dnatives, <https://www.3dnatives.com/impression-3d-chaine-3d-systems/>, accès en ligne le 29/04/2015
- [50] M.K. Drissi , N. Delhote, O. Tantot , S. Verdeyme, D. Di Marco, P.M. Geffroy, T. Chartier , C. Chaput, "Q-band millimeter stereolithography filter", CNES/ESA International Workshop on Microwave Filters, vol. 6, Mar. 2015.
- [51] John Coykendall, Mark Cotteleer, Jonathan Holdowsky, Monika Mahto, "3D opportunity in a aerospace and defense", report of Deloitte University Press, 2014
- [52] Site Internet de Smartech publishing, « White Paper: Additive Manufacturing In Aerospace: Strategic Implications », 2014, <http://smartechnpublishing.com/blog/white-paper-additive-manufacturing-in-aerospace-strategic-implications>, accès en ligne le 29/04/2015
- [53] Site internet d'Optomec, <http://www.optomec.com/>, accès en ligne le 29/04/2015
- [54] Site internet d'Arcam, <http://www.arcam.com>, accès en ligne le 29/04/2015

- [55] Josiane VILLOUTREIX, Jean-Dominique ACETARIN, "Polyétheréthercétone (PEEK)", article am3394, Techniques de l'ingénieur, 10/04/1998
- [56] Paul Booth, Elena Vallés Lluch, "Performance Enhancement for Waveguide Filters Using Additive Manufacturing",CNES/ESA International Workshop on Microwave Filters, vol. 6, Mar. 2015.
- [57] O. A. Peverini, G. Addamo, G. Virone, R. Tascone, F. Calignano, D. Manfredi, E. P. Ambrosio, P. Fino, "Additive Manufacturing of Ku/K Band Waveguide Filters for Space Applications",CNES/ESA International Workshop on Microwave Filters, vol. 6, Mar. 2015.
- [58] V. Tornielli di Crestvolant, P. M. Iglesias, M. J. Lancaster, "Advances in manufacturing of 4 # 4 Butler matrices with inherent bandpass filter functions",CNES/ESA International Workshop on Microwave Filters, vol. 6, Mar. 2015.
- [59] Site Internet du projet AMAZE, <http://www.madeinspace.us/>, accès en ligne le 29/04/2015

Chapitre 2

Filtre accordable à perturbateur
diélectrique pour une application en
saut de canal en bande Ku

I Introduction

La nouvelle génération de systèmes de télécommunications embarqués se dirige vers des technologies reconfigurables afin de répondre à une évolution des plans de fréquences durant la durée de vie du satellite, ou à des besoins particuliers demandant une adaptation de la bande passante et de la fréquence à un moment donné (application multispot). Nous nous intéressons dans ce chapitre au premier cas.

Dans le système répéteur de la charge utile d'un satellite de télécommunication, nous nous focalisons sur les filtres des multiplexeurs de sortie (OMUX). Comme nous l'avons expliqué dans le premier chapitre, ces derniers sont constitués exclusivement de filtres volumiques pour essentiellement deux raisons : la tenue en puissance et de haute performances électriques. Ces systèmes sont donc onéreux, encombrants et lourds, ce qui est un handicap dans un système spatial. En parallèle, le marché des télécommunications évolue très vite. Or, le coût d'un satellite se ramène majoritairement à celui de sa fabrication et de son lancement. Ce dernier est difficile compte tenu du faible nombre de bases de lancements et des mesures de précautions associées au lancement. Par conséquent, il est essentiel qu'un satellite ait une durée de vie élevée pour son amortissement. Un satellite est fonctionnel tant qu'il contient des réserves d'ergol pour l'apport d'énergie de combustion, soit environ quinze ans. Le problème, actuellement, est que les charges utiles sont constituées d'éléments à réponses en fréquence fixes et qu'il n'est pas envisageable d'effectuer de la manutention ou du remplacement de matériel dans l'espace. Il y a donc contradiction entre les besoins terrestres très fluctuants et la rigidité des systèmes satellitaires. Il n'y a que deux solutions : multiplier les satellites et les lancements avec une adaptation de ce marché à de la production de masse et à une réduction drastique des coûts tout en garantissant une bonne fiabilité d'un point de vue système, ou d'un point de vue équipement, d'intégrer des dispositifs hyperfréquences évolutifs. Ce dernier point regroupe lui-même deux aspects : soit l'intégration de plusieurs voies fixes avec des matrices de commutateurs donnant accès à toutes fréquences et bandes passantes, moyennant une prise de poids et de place excessifs, soit l'intégration d'une voie accordable, moyennant l'utilisation de commandes extérieures et des études de fiabilités. C'est sur ce dernier point que s'appuie cette thèse, appliquée à des filtres d'OMUX.

Dans ce chapitre, l'axe étudié doit permettre de considérer deux OMUX sur deux plans de fréquences différents espacés de 747 MHz en bande Ku. L'objectif est de passer d'un filtre de l'OMUX 1 à son pendant sur l'OMUX 2. Cet unique filtre doit donc fournir deux réponses de filtre de 36 MHz de bande passante avec un saut de canal de 747 MHz (de 10,72025 à 11,46775 GHz). Ainsi il n'y pas 2 (OMUX) x N filtres fixes (canaux) mais N filtres accordables. La problématique est donc d'apporter de la flexibilité à ces filtres de puissance, aux exigences mécaniques et électriques

drastiques, et ce, sans dégrader leurs performances.

Il s'agit de concevoir un filtre permettant un saut de canal à deux états discrets. Pour effectuer cela, nous avons décidé d'aborder une approche nouvelle, forts des relations étroites avec des acteurs experts dans le domaine des céramiques et de leur fabrication, consistant à assumer l'action d'agilité par l'insertion d'un élément diélectrique couplé à un micro-moteur. La difficulté se reporte donc sur la conception de l'élément diélectrique qui doit assurer la fonction principale de ce filtre.

Dans un premier temps, nous exposerons les différentes solutions préliminaires et identifierons la plus pertinente. Ensuite, nous décrirons l'évolution de l'étude jusqu'à l'obtention de la topologie de filtrage en incluant l'étude de sensibilité et les réorientations dues à des changements de matériaux ou de procédés de fabrication. Enfin nous présenterons la solution retenue, évoquerons la phase de fabrication et montrerons les mesures associées avant de conclure sur ce projet.

II Spécifications

II.1 Spécifications

Le filtre à concevoir vise une application particulière : le fonctionnement en saut de canal en bande Ku soit une flexibilité sur deux états. Les spécifications fournies par le CNES sont reportées dans le tableau 3. Le saut de canal requiert un saut fréquentiel de 747 MHz.

Fréquences centrales	Bandes Passantes	Réjections états 1 et 2
$F_1 = 10,72075 \text{ GHz}$	$Bu_1 = 36 \text{ MHz}$	-14 dB à $\pm 25 \text{ MHz}$
$F_2 = 11,46775 \text{ GHz}$	$Bu_2 = 36 \text{ MHz}$	-21 dB à $\pm 30 \text{ MHz}$

Tableau 3: Spécifications du filtre saut de canal en bande Ku

Pour cette première phase, aucune spécification en terme de temps de groupe n'est donnée. Les contraintes RF et mécaniques sont limitées pour ne pas retarder l'étape de faisabilité. Ces aspects seront néanmoins à étudier par la suite.

NB : tout au long de ce chapitre, nous nommerons *état 1* le filtre autour de la fréquence basse $f_1 \approx 10,72 \text{ GHz}$ et *état 2* le filtre autour de la fréquence haute $f_2 \approx 11,47 \text{ GHz}$.

II.2 Contraintes mécaniques et électriques

Afin de réaliser le saut en fréquence souhaité, un élément diélectrique perturbateur est inséré dans une cavité volumique métallique assurant un fort facteur de qualité. Le diélectrique pourra prendre deux positions différentes, à l'aide d'une commande motorisée. Ainsi, le système présentera les deux réponses souhaitées.

➤ Mécaniques

La tige qui sert de transition entre le diélectrique et l'actionneur aura un diamètre minimum de 2 mm. Un maintien compatible avec les contraintes vibratoires devra être réalisé. Dans cette étude, les tests de spatialisations ne sont pas à prendre en compte en dehors de cet aspect vibratoire.

La pièce de diélectrique en mouvement doit être idéalement d'une seule partie et son évolution doit être libre (pas d'intersections avec des parties métalliques entre les deux états).

➤ Électriques

Le filtre doit répondre aux spécifications tout en conservant un facteur de qualité proche de ou supérieur à 10 000, valeur typique nécessaire pour des filtres d'OMUX.

Si des éléments diélectriques ou métalliques indépendants sont insérés dans la cavité, ils ne devront pas dégrader le facteur de qualité en dessous de cette valeur.

II.3 Matrice de couplage

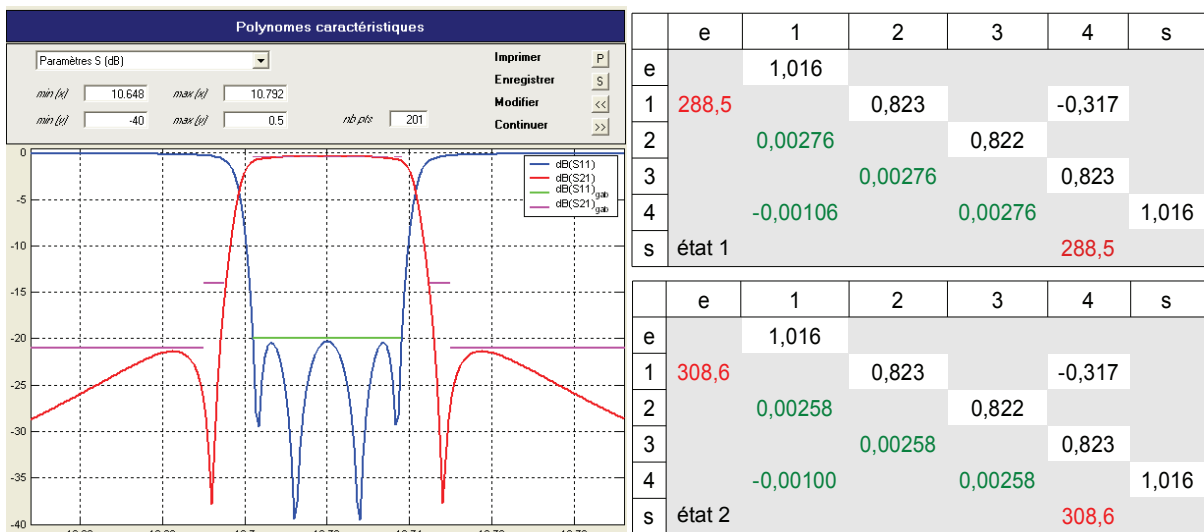


Figure 45: Réponse théorique de l'état 1 et matrices normalisées et dénormalisées des deux états

A l'aide du programme FELO sous MATLAB, nous avons cherché le nombre de pôles et la position des zéros afin de se conformer au gabarit fixé pour les deux états. Le programme nous donne la matrice de couplage normalisée à réaliser sur un filtre quatre pôles à deux zéros de transmission qui répond au gabarit.

La réponse estimée du premier état du filtre répondant au gabarit est reportée figure 45. La matrice de couplages normalisée est la même pour les deux états. En rouge apparaissent les coefficients aux accès Q_e nécessaires, et en vert les couplages inter-résonateurs et inter-polarisations k_{ij} correspondants suivant les formules suivantes :

$$Q_e = \frac{f_0}{BP \times m_{el}^2} \text{ et } k_{ij} = \frac{BP}{f_0} \times m_{ij}$$

Le programme FELO estime les pertes d'insertion à -0,5dB dans la bande pour un facteur de qualité de 13 000, valeur déterminée expérimentalement sur un résonateur (fig.49).

III Choix du mode de résonance et géométrie du diélectrique

III.1 Matériaux diélectriques dans les systèmes de filtrage

L'intégration de matériaux diélectriques a permis de réduire l'encombrement et le coût des dispositifs hyperfréquences en remplaçant dans certains cas les cavités volumiques vides par des lignes microstrips ou des résonateurs diélectriques. L'ouvrage [1] décrit l'étude théorique de tels systèmes et les développements analytiques permettant de résoudre les équations de Maxwell dans de tels milieux.

III.1.1 Permittivité

Un milieu diélectrique est polarisable sous l'action d'un champ électrique, créant un moment dipolaire P proportionnel à E . Si le matériau est homogène, linéaire et isotrope, alors :

$$\vec{P} = \epsilon_0 \chi \vec{E}$$

avec χ la susceptibilité électrique du milieu diélectrique. Or il est montré [2] que dans un diélectrique, l'induction magnétique est:

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} = \epsilon_0 (1 + \chi) \vec{E} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} = \epsilon \vec{E}$$

ϵ est la permittivité du matériau diélectrique et ϵ_r sa permittivité relative. Enfin ϵ_0 , permittivité dans le vide, est une constante électrique de valeur :

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{36 \pi \cdot 10^9} = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$$

La permittivité relative s'étend généralement d'une dizaine à une centaine suivant le matériau céramique utilisé dans des applications hyperfréquences. L'intérêt de les utiliser dans les dispositifs de filtrage est le gain en volume engendré et la possibilité d'améliorer l'isolation spectrale à faible coût [3]. La réduction de taille est proportionnelle à la racine carrée de la permittivité effective du système. Par exemple, en utilisant un résonateur diélectrique de permittivité égale à neuf, il est possible de gagner un facteur trois en encombrement si le champ est concentré dans le matériau par rapport à une cavité métallique vide résonant à la même fréquence.

III.1.2 Tangente de pertes diélectriques ($\tan\delta$)

En réalité, un milieu est caractérisé par sa permittivité complexe $\underline{\varepsilon}_t = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r''$. La partie réelle agit sur l'énergie emmagasinée dans le milieu tandis que la partie imaginaire traduit les pertes dues à l'amortissement créé par l'alternance de polarisation du matériau induite par le champ E harmonique. Un facteur de qualité est défini comme étant l'énergie stockée dans le matériau ramenée aux pertes dans celui-ci par période T_0 :

$$Q = \frac{2\pi}{T_0} \frac{W}{P} = w_0 \frac{\text{énergie moyenne emmagasinée dans la structure}}{\text{énergie perdue par cycle}}$$

avec P l'énergie perdue et W l'énergie emmagasinée sur une période. Or W est la partie réelle de la somme de l'énergie électrique W_e et magnétique W_m , qui s'égalisent à la résonance. Nous assumons donc que :

$$W_{\text{résonance}} = \Re(W_e + W_t) = \Re(2W_e)$$

Sachant d'une part que :

$$\underline{W}_e = \frac{1}{4} \int \underline{\varepsilon} \vec{E} \vec{E}^* dV \text{ avec } \underline{\varepsilon} = \varepsilon' - j\varepsilon''$$

et d'autre part, en incluant la conductivité σ , que :

$$P = \frac{1}{2} \Re \int_S \underline{\vec{E}} \wedge \underline{\vec{H}}^* dS = \frac{1}{2} (w_0 \varepsilon'' - \sigma) \int_V \vec{E} \vec{E}^* dV$$

nous aboutissons à :

$$Q = w_0 \frac{W}{P} = w_0 \frac{\epsilon'}{w_0 \epsilon'' - \sigma}$$

Or à haute fréquence, nous approximations pour un bon isolant :

$$w_0 \epsilon'' \gg \sigma$$

Donc au final,

$$Q = \frac{\epsilon'}{\epsilon''}$$

En découle la tangente de pertes du matériau comme étant l'inverse du facteur de qualité diélectrique :

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$$

Nous notons au passage, que dans un milieu diélectrique, le facteur de qualité est limité par cette tangente de pertes. Le détail du calcul se trouve dans [4].

Or, nous pouvons également les définir par l'intermédiaire de la densité de courant j qui est la somme des courants de conduction et de déplacement :

$$j(t) = \sigma_c e(t) + \frac{d d(t)}{dt}$$

En passant dans le domaine de Fourier nous trouvons :

$$\underline{J}(w) = \sigma_c E(w) + jwD(w)$$

Par ailleurs, la susceptibilité électrique est également complexe, ce qui engendre :

$$\begin{aligned} \underline{J} &= \{ \sigma_c + jw \epsilon_0 (1 + \chi'(w) - j \chi''(w)) \} E(w) \\ \underline{J} &= \{ \sigma_c + w \epsilon_0 \chi''(w) + jw \epsilon_0 (1 + \chi'(w)) \} E(w) \end{aligned}$$

Les pertes sont induites par la composante de la densité de courant en phase avec le champ électrique. En posant :

$$\epsilon_0 (1 + \chi'(w) - j \chi''(w)) = \underline{\epsilon}(w) = \epsilon_r'(w) + j \epsilon_r''(w)$$

Nous en déduisons :

$$\underline{J} = \{ \sigma_c + w \epsilon_0 \epsilon_r''(w) + jw \epsilon_0 \epsilon_r'(w) \} E(w)$$

Or la tangente de l'angle de pertes ou facteur de dissipation $\tan \delta$ est donnée par le rapport de la partie réelle sur la partie imaginaire du courant de conduction soit :

$$\tan \delta = \frac{\epsilon_r''(w)}{\epsilon_r'(w)} + \frac{\sigma_c}{w \epsilon_0 \epsilon_r'(w)} \approx \frac{\epsilon_r''(w)}{\epsilon_r'(w)}$$

en négligeant la conduction, approximation valable en HF et au-delà. Cette tangente de pertes est de l'ordre de 10^{-4} pour des matériaux diélectriques dits faibles pertes. En considérant que $\tan \delta$ varie linéairement avec la fréquence, nous arrivons à l'égalité suivante :

$$Q_{dr} \cdot f = cste$$

C'est généralement ce produit qui est donné comme caractéristique du matériau diélectrique, valable sur une plage de fréquences limitée au mieux à quelques dizaines de gigahertz.

III.1.3 Stabilité thermique de la fréquence

Une autre caractéristique importante à prendre en compte est la stabilité thermique de la fréquence τ_f donnée en ppm/K :

$$\tau_f = \frac{f_{\theta_1} - f_{\theta_0}}{f_{\theta_0}} \times \frac{10^6}{\theta_1 - \theta_0}$$

avec f_{θ_i} , la fréquence à la température θ_i . C'est donc le décalage fréquentiel relatif observé pour un certain écart de température. Dans la pratique, il est préférable d'avoir de tels coefficients compris entre 0 et ± 10 ppm/K définis à ± 1 ppm/K, avec un coefficient de non-linéarité extrêmement faible ($\sim 10^{-9} / K^2$) afin de garantir une évolution constante de la fréquence en fonction de la température.

Pour les matériaux non stables en température il est possible de mélanger deux matériaux à coefficients τ_f opposés en signe afin de réaliser une compensation, comme par exemple un mélange saphir-rutile. Par ailleurs, il est possible d'imaginer une auto-compensation d'un système diélectrique associé à une cavité métallique en recherchant un τ_f particulier. Le tableau 4 montre quelques exemples tirés de [5].

Matériau	ϵ_r	Q.f / GHz	τ_f / ppm/K
TiO ₂	100	52 000	+ 450
Al ₂ O ₃	10	300 000	- 55
CaTiO ₃	170	3 000	+800
Ba(Mg,Ta,Sb)O ₃	24	350 000	0 à 6
MgTiO ₃ -CaTiO ₃	21	56 000	0 à 6

Tableau 4: Exemples de permittivité, facteurs de qualité et coefficient de dilatation thermique de différents diélectriques

III.1.4 Avantages et inconvénients

Nous comptons parmi les avantages de l'utilisation de matériaux diélectriques :

- la réduction de la taille des dispositifs de filtrage
- les facteurs de qualité élevés
- l'implémentation simple (couplage par proximité)
- la stabilité en température
- le large choix de matériaux en fonction des caractéristiques souhaitées (ϵ_r , coefficient de température τ_f , $\tan\delta$)
- le degré de liberté géométrique et de position pour jouer sur l'isolation modale

et pour les inconvénients :

- la limitation de Q par $\tan\delta$ (pour les modes de résonateur)
- l'étude théorique difficile se résumant à une analyse à l'aide de logiciels de simulation type FEM (HFSS, CST...)
- suivant la forme, la nécessité d'un maintien dans la cavité engendrant des pertes dues à la présence de matière supplémentaire dans cette dernière.

III.1.5 Modes de résonance

III.1.5.1 Le mode TE_{01δ}

Le mode le plus connu est le TE_{01δ} car il est souvent le fondamental d'un résonateur diélectrique (RD) cylindrique et il est beaucoup utilisé dans le cadre des caractérisations de matériaux [6]. C'est un mode de résonateur, c'est à dire qu'il est

quasiment concentré entièrement dans le RD. Par exemple pour une permittivité relative de 37, 95% de l'énergie est confinée dans le RD. Suivant la nomenclature, ce mode ne présente aucune variation azimutale, une variation radiale et une variation axiale non entière. Une représentation des lignes des champs du mode $TE_{01\delta}$ est montrée figure 46.

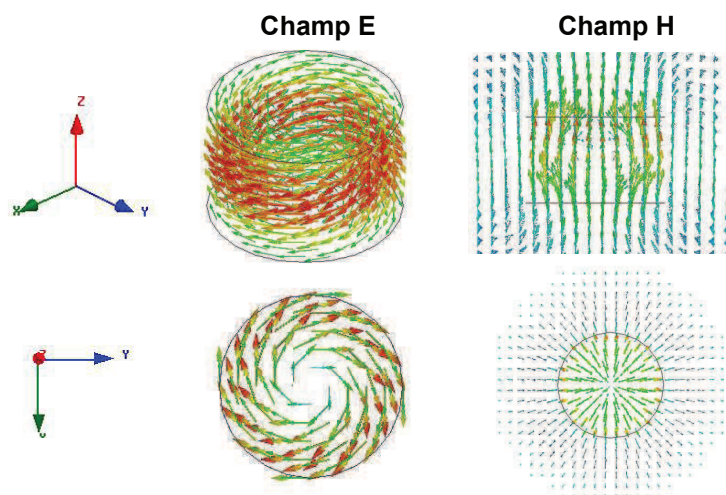


Figure 46: Champs E et H du mode $TE_{01\delta}$ d'un résonateur diélectrique

La longueur d'onde guidée dans le matériau est approximativement égale au diamètre du résonateur. En considérant une tangente de pertes de l'ordre de 10^{-4} , le facteur de qualité peut être d'environ $Q \sim 10\ 000$.

III.1.5.2 Les modes TEM

Utilisés pour des fréquences inférieures à 10 GHz, les modes TEM (Transverse Electric et Magnétique) nécessitent une structure spécifique (un milieu diélectrique homogène entre deux conducteurs). Ils offrent un gain de place au détriment de pertes métalliques élevées. Le facteur de qualité est ainsi limité à $Q \sim 500$. Les champs E et H présentent une composante nulle dans l'axe de propagation. Ils nécessitent des résonateurs coaxiaux ou des lignes micro-rubans pour s'installer comme représenté figure 47.

La fréquence de résonance se détermine en fonction de la longueur des lignes par :

$$f = \frac{c}{\lambda \sqrt{\epsilon_r}}$$

avec $\lambda = 4L$ pour une ligne en circuit-ouvert/court-circuit ou $\lambda = 2L$ pour une ligne en circuit ouvert/circuit ouvert.

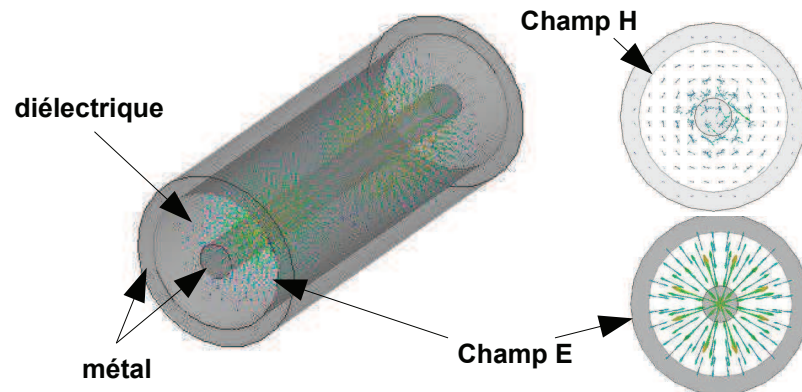


Figure 47: Champs E et H du mode fondamental TEM dans un guide coaxial

III.1.5.3 Les modes d'ordres supérieurs

Ensuite viennent les modes d'ordres supérieurs. Ce sont les modes dont au moins un des indices est supérieur à celui du $TE_{01\delta}$. Leur intérêt est un gain sur le facteur de qualité. Cependant, ils nécessitent une cavité et/ou un résonateur de plus grande dimension et sont de plus, soumis aux modes parasites.

III.1.5.4 Les modes duaux

Faisant parti des modes d'ordres supérieurs, ces modes admettent deux configurations orthogonales du champ électromagnétique pour une même fréquence : les deux modes ayant ces deux configurations sont nommés modes dégénérés. Pour les modes dont la variation azimuthale est non nulle, nous comprenons bien qu'étant de type sinusoïdale, une configuration se retrouve par une rotation de 90° autour de l'axe z en considérant un mode TE/M_{xyz} . Le facteur de qualité associé à ce type de résonance est généralement supérieur à 10 000.

L'avantage est que ce dédoublement permet de diviser le nombre de cavités par deux dans un filtre, propriété très appréciée pour le filtrage dans le spatial. En effet, un résonateur permettant d'obtenir deux pôles, il en découle une diminution de volume et de masse appréciable.

III.1.5.5 Les modes de galerie

Les modes de galerie sont des cas particuliers de modes duaux concentrés à la périphérie du résonateur. À dimensions de cavité égales, ils interviennent plus haut en fréquence [7].

Pour une fréquence donnée, les dimensions de la cavité sont donc plus grandes et les modes parasites plus nombreux. Cependant, ils offrent encore un gain en terme de facteur de qualité. Leur nomenclature se présente sous la forme WGE_{nml} ou

WGM_{nm1}. n, m et l représentent respectivement les variations entières du champ azimutal, radial et axial. n est supérieur à 2.

III.1.5.6 Les perturbateurs diélectriques

En considérant une cavité métallique vide qui contient ses propres modes de résonances de type TE_{n,m,l} et TM_{n,m,l}, il est possible d'insérer un élément diélectrique qui va perturber le champ électromagnétique de par ses propriétés. Nous percevons aisément que le diélectrique sera d'autant plus impactant qu'il se situe dans un maximum de champ électrique. Dans ce cas, le diélectrique ne va pas résonner en lui-même mais il va créer une interaction avec la cavité sur le champ EM. Il s'agit alors d'un perturbateur diélectrique.

Par exemple cela peut permettre de réduire la taille des équipements, d'améliorer leurs performances électriques et de tenir de fortes puissances [8] comme montré figure 48.

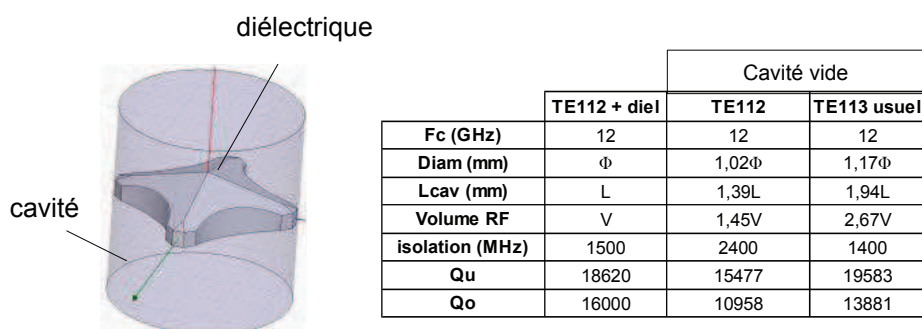


Figure 48: Forme optimisée de diélectrique permettant une amélioration de performances

III.2 Études de modes de résonances de cavité et diélectrique associé

Afin de contrôler au mieux les fréquences et les couplages via l'action mécanique souhaitée, nous avons choisi d'utiliser un perturbateur diélectrique inséré dans une cavité vide. L'intérêt est de faire évoluer ce perturbateur entre les zones où le champ E est au maximum et celles où il est au minimum. Ainsi l'impact du diélectrique est différent pour ces deux cas, nous permettant de créer les deux états fréquentiels recherchés.

III.2.1 Première étape : cavité vide

La première étape a été de simuler une cavité vide fermée par des parois électriques de conductivité $\sigma = 47,6 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$ afin d'évaluer le facteur de qualité à vide Q_0 . Cette conductivité résulte de mesures effectuées antérieurement à ce travail, associées à des cavités argentées. Les dimensions sont fixées arbitrairement et peuvent légèrement impacter le facteur de qualité. Nous avons choisi un diamètre de

24 mm et une longueur de cavité de 30 mm (fig.49) afin de se situer dans la bande Ku.

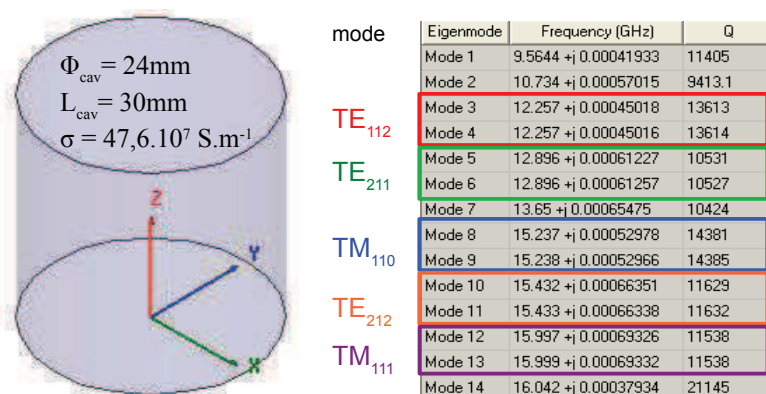


Figure 49: Modes de résonances duaux et facteurs de qualité d'une cavité cylindrique

Nous n'avons sélectionné que des modes duaux : les TE₁₁₂, TE₂₁₁, TM₁₁₀, TE₂₁₂, TM₁₁₁. De manière générale, plus le mode est d'ordre élevé moins l'isolation modale est bonne. Au niveau des facteurs de qualité, il est difficile de les comparer entre eux car ils ne sont pas à la même fréquence, il faut prendre en compte que Q augmente quand la fréquence diminue, ce qui implique aussi un résonateur plus volumineux. Par exemple, le TM₁₁₁ peut atteindre un Q₀ de 13 200 à 12,2 GHz mais avec une cavité de volume $\pi \cdot 16^2 \cdot 40 = 32\ 000\ \text{mm}^3$ au lieu de $13\ 500\ \text{mm}^3$ sur le cas présent (Q₀ = 11 500 à 16 GHz).

III.2.2 Deuxième étape : forme et mouvement du diélectrique

Pour chacun des cas, nous avons imaginé une forme de diélectrique et un mouvement pour assurer le saut de canal (fig.50). S'agissant de modes duaux, il est indispensable que chacune des polarisations soit affectée de la même manière par le diélectrique.

Le premier mode à fort facteur de qualité (Q₀ > 13 000) que nous considérons est le TE₁₁₂, dont les deux polarisations sont identiques à 90°, avec un diélectrique en forme de croix dissymétrique avec deux positions orthogonales de sorte que le champ « voit » un volume de diélectrique différent en fonction de la position. Ce mode présente naturellement une grande isolation modale ainsi que de bonnes performances RF. Par ailleurs la forme et le mouvement à effectuer sont simples : une rotation de 0° à 90°.

Concernant le TE₂₁₁, les maxima sont répartis en quatre lieux radialement et les polarisations sont espacées de 45° ce qui nécessite un mouvement de 22,5°. La forme nécessaire est complexe et la rotation est minime, ce qui peut limiter l'amplitude de l'excursion.

Mode	Champ E	Forme diélectrique	Mouvement
TE_{112}			Rotation $0^\circ / 90^\circ$
TE_{211}			Rotation $0^\circ / 22,5^\circ$
TM_{110}			Rotation $0^\circ / 45^\circ$
TE_{212}			Rotation $0^\circ / 90^\circ$
TM_{111}			Translation $L_{cav}/2 / L_{cav}/4$

Figure 50: Modes duaux et champ E, forme du diélectrique et mouvement associés

Le TM_{110} , présente deux polarisations à 90° et une croix en rotation de 45° radialement permet de passer d'un maximum à un minimum. Les performances électriques sont les meilleurs des cas retenus et nous pouvons nous attendre à un facteur de qualité confortable à 12 GHz.

Enfin, les TE_{212} et TM_{111} ont des maxima peu accessibles par rotation. La meilleure option serait une translation sur un quart de la longueur de cavité. Toutefois, l'isolation est faible.

A ce stade, les modes retenus sont le TE_{112} et le TM_{110} , du fait de leurs facteurs de qualité élevés et des formes simples associées des diélectriques. Par ailleurs, le TE_{112} et le TM_{110} étant d'ordre assez bas, ils présentent une isolation fréquentielle plus élevée.

Cependant, une première étude sur le couplage du mode TM_{110} par des accès extérieurs en guides d'onde a montré de grandes difficultés. Les deux polarisations étaient dans certains cas désynchronisées (600 MHz entre les deux polarisations),

dans d'autres cas, le facteur de qualité s'effondrait (autour de 7 000), sans compter l'excitation de modes parasites. Pour ces raisons, son étude n'a pas été poursuivie.

En conclusion, la solution intéressante en terme de dimensions/performances/simplicité est le TE₁₁₂ avec un perturbateur en rotation de 0° à 90°.

III.2.3 Matériaux diélectriques

III.2.3.1 Matériaux disponibles

Nous avons à disposition trois diélectriques compatibles aux applications RF (faibles tanδ) et compatibles avec des techniques de fabrication additives :

- l'alumine, $\epsilon_R = 8,7$; $\tan\delta = 7.10^{-5}$; $\tau_f = -50 \text{ ppm.C}^{-1}$
- le BMT, $\epsilon_R = 24,7$; $\tan\delta = 1,1.10^{-4}$; $\tau_f = 0,1 \text{ ppm.C}^{-1}$
- la zircone, $\epsilon_R = 32,5$; $\tan\delta = 1.10^{-3}$; $\tau_f = -71 \text{ ppm.C}^{-1}$

Les valeurs données sont autour de 10 GHz et dépendent du procédé de fabrication et du fabricant. Elles sont donc indicatives.

La zircone présente des pertes élevées et est fortement impactée par la température. Pour ces raisons nous ne l'utilisons pas pour notre application. L'alumine est bien maîtrisée et présente de faibles pertes, sans défaut étant la dispersion en température. Le BMT quant à lui, possède la propriété remarquable d'être quasiment insensible à la température ce qui pour des applications spatiales est très intéressant.

III.2.3.2 Procédé de fabrication

Parmi les différentes solutions pour fabriquer un diélectrique (usinage, moulage...), nous avons choisi de profiter des avantages que peut offrir la fabrication par technologie additive comme la stéréolithographie (SLA). En effet, notre étude mène à des formes complexes et de faibles dimensions. De plus ce ne sont pas des pièces à fabriquer en série. Ce choix est donc le moins coûteux et le plus efficace. Toutefois, si la fabrication alumine en SLA était à ce stade maîtrisée, celle du BMT au début de cette étude restait à mettre en place.

Malgré tout, notre choix s'est donc porté sur le BMT car la stabilité thermique est un avantage notable. De plus, la permittivité du BMT étant plus élevée, cela permet d'avoir un effet plus fort sur le champ EM et donc sur la fréquence, et par ailleurs, cela donne accès à une diminution du volume global. Enfin la tangente de pertes est compatible avec une recherche de Q élevé.

III.3 Étude du mode de résonance TE_{112}

Comme montré précédemment, le mode de résonance dual TE_{112} offre un bon compromis facteur de qualité/isolation fréquentielle. Une étude a été menée sur la forme du diélectrique afin d'exploiter au mieux cette résonance.

III.3.1 Principe physique

Le système se compose d'une cavité fonctionnant sur le mode TE_{112} dans laquelle, au centre, est insérée une pièce diélectrique de forme cruciforme entraînée en rotation par une tige diélectrique (fig.64). Deux positions sont possibles : 0° et 90° . Dans le premier cas, l'état 1, la grande longueur de la croix se situe dans les maxima du champ E, ce qui a pour effet de concentrer ce dernier, conduisant à une fréquence basse. La petite longueur étant dans un minimum de champ. Dans le second cas, l'état 2, c'est la grande longueur qui se situe dans un minimum et la petite dans le maximum. Le diélectrique interagit de façon mineure avec le champ EM et le mode se rapproche de sa répartition en champ par rapport à une cavité vide. Nous obtenons alors une fréquence plus élevée.

La tige servant de support pour la rotation se situe dans un minimum de champ E pour deux raisons. La première est de minimiser son interaction avec le champ EM et donc de décorrélérer le mécanisme d'actionnement du principe de fonctionnement. La seconde est d'éviter de rapporter du champ en contact avec les parois de la cavité pour les fuites et les pertes.

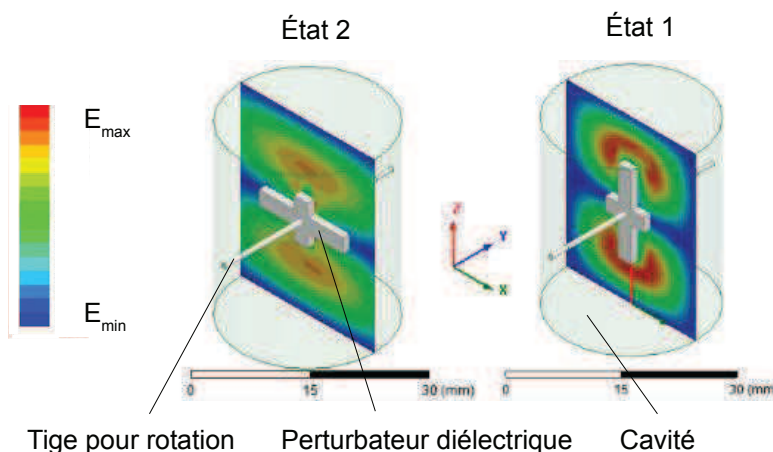


Figure 51: Description du principe de fonctionnement du perturbateur diélectrique sur le mode TE_{112} et isovalues du champ E

NB : En poussant ce principe plus loin, il est plus pertinent de ne pas considérer une croix mais seulement une simple barre. Ainsi nous pouvons obtenir une excursion fréquentielle plus importante qui sera très appréciable dans la suite de cette étude.

III.3.2 Iris de couplage

Afin de coupler le système à des circuits externes, il faut ajouter des iris d'accès. Suivant la configuration du champ H (fig.64) plusieurs ouvertures sont possibles.

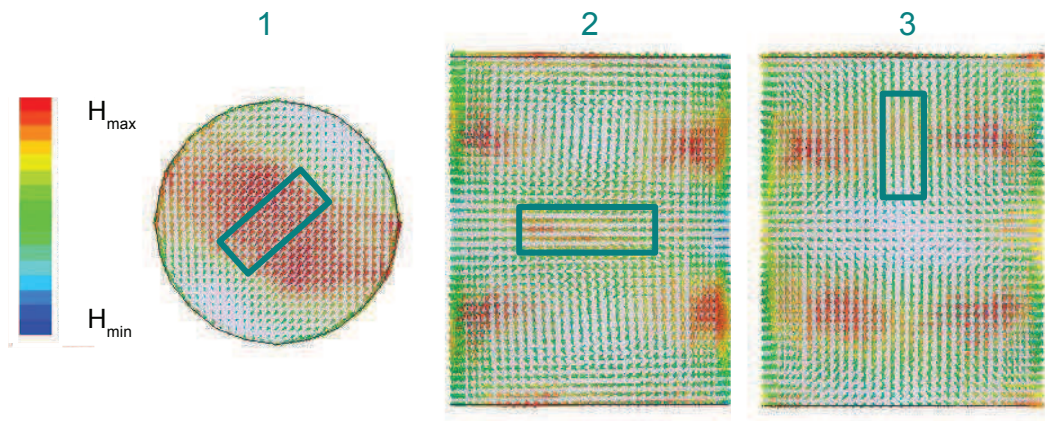


Figure 52: Possibilité de couplage par iris de la cavité sur le mode TE112 par champ H

Nous avons choisi dans un premier temps de coupler les cavités par les parois latérales au centre de la cavité (2), car suivant l'orientation de la tige pour la rotation, coupler par le haut de cavité nécessiterait deux commandes.

III.3.3 Étude de l'excursion

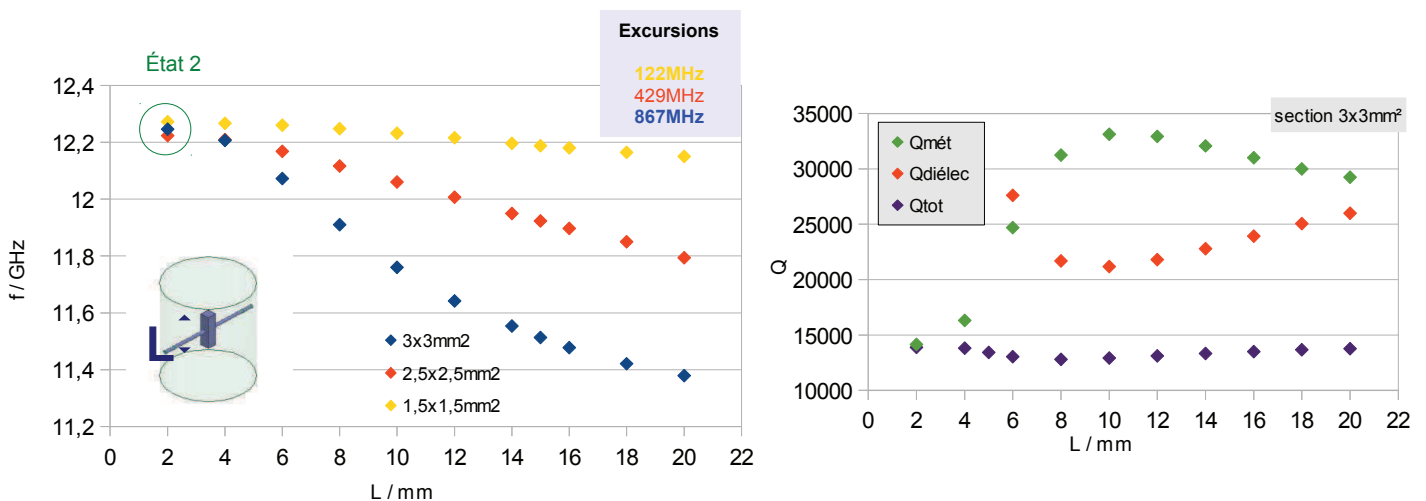


Figure 53: Evolution de la fréquence en fonction de la longueur de la barre pour différentes sections / facteurs de qualité en fonction de la longueur de la barre pour la section 3x3 mm²

Pour étudier l'excursion disponible avec notre système, nous avons simulé l'évolution de la fréquence en fonction de la longueur L de la barre (fig.53). Nous avons considéré que l'état 2 pouvait être vu comme une longueur de barre à 2 mm, sachant que le diélectrique étant dans un minimum de champ, son impact est négligeable. Nous avons étudié trois sections : 1,5x1,5, 2,5x2,5 et 3x3 mm².

Nous observons qu'il est nécessaire d'avoir une section de 3x3 mm² pour obtenir une excursion supérieure à 700 MHz entre les états extrêmes. Par ailleurs, nous avons relevé le facteur de qualité à vide Q_0 (noté ici Q_{tot}), le facteur de qualité métallique $Q_{mét}$ (avec seulement les pertes métalliques) et le facteur de qualité diélectrique $Q_{diélec}$ (avec seulement les pertes diélectriques) pour ce cas. Nous constatons que Q_0 reste au dessus de 10 000 sur la plage d'accord. En analysant ces courbes, nous observons que $Q_{mét}$ atteint un maximum à 10 mm, ce qui correspond au moment où le champ est concentré sur le diélectrique de telle manière qu'il est le plus éloigné possible des parois métalliques. Considérant que pour cette longueur le $Q_{diélec}$ est le plus faible, cela signifie que c'est le moment où le champ interagit le plus avec le diélectrique. Ensuite, pour $L > 10$ mm, la barre dépasse les maxima de champ E, le champ se rapproche à nouveau des parois.

Du point de vue théorique, nous avons recalculé le facteur de qualité diélectrique sachant :

$$Q_d = \frac{1}{\frac{1}{Q_{tot}} - \frac{1}{Q_{mét}}}$$

Nous avons rigoureusement trouvé le même résultat, ce qui valide les courbes obtenues indépendamment.

Pour obtenir l'excursion nécessaire, une longueur de 16 mm au moins doit être appliquée en considérant une section carrée de 9 mm² avec des facteurs de qualité de 13 900 et 13 500 respectivement pour les états 2 et 1. Or lors de la rotation pour obtenir l'état 2, cela rapproche le diélectrique de la paroi et peut entraîner des pertes, sans compter l'insertion de vis de réglages qui doivent être libre de leur mouvement. Par ailleurs, pour l'alumine, une section de 3,5 x 3,5 mm² ne permet que d'atteindre 690 MHz d'excursion au mieux du fait de sa permittivité plus faible. Cette configuration permet néanmoins une solution de repli à considérer d'autant que l'alumine présentant de faibles tangentes, soit une action positive sur le facteur de qualité. Une solution pour diminuer la longueur serait d'augmenter la section mais cela engendre une baisse non négligeable du facteur de qualité. Pour toutes ces raisons, nous avons décidé d'optimiser la forme du perturbateur diélectrique.

NB : En ne considérant plus une tangente de pertes de $1,1 \cdot 10^{-4}$ mais de $3 \cdot 10^{-4}$ pour le BMT, le facteur de qualité passe en dessous de 10 000.

III.3.4 Présentation de la forme optimisée et premiers réglages

Le résultat de l'optimisation a conduit à la géométrie présentée figure 54, à

savoir des excroissances reliées par une barre. Ces excroissances maximisent l'interaction avec le champ E dans l'état 1 sans en dépasser les maxima de champ. Nous observons bien la différence de répartition du champ E dans les deux états. Pour des questions de facilité de fabrication, nous avons conservé des sections rectangulaires, tout en gardant la tige utile à la rotation en section circulaire.

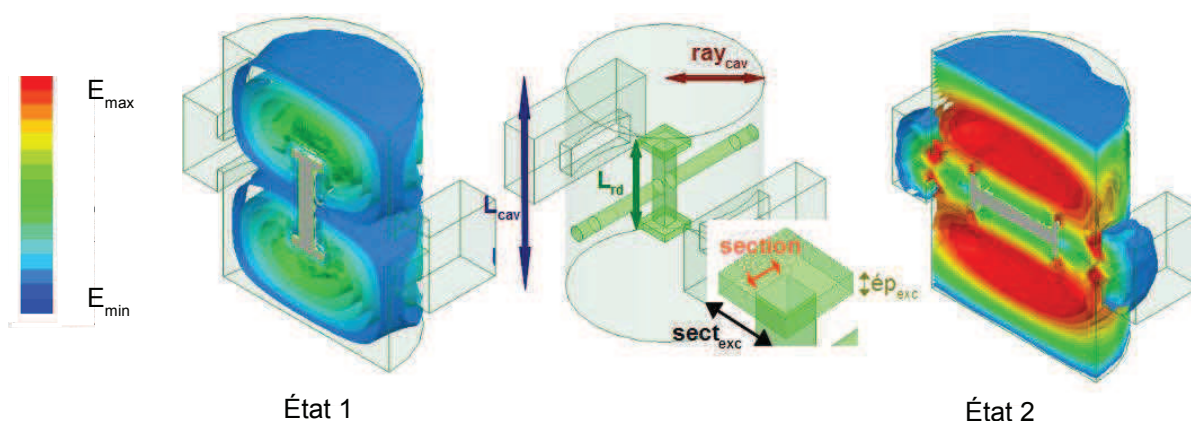


Figure 54: Présentation de la forme de diélectrique optimisée pour le mode TE₁₁₂ / Tracé du champ E pour les deux états

La procédure de réglage est complexe car les deux états ne sont pas indépendants. Nous avons adopté une stratégie de réglage exposé ci-après. L'état 2, interagissant peu avec le diélectrique, est plus sensible à une variation des dimensions de la cavité quand l'état 1 est plus conditionné par les dimensions du perturbateur céramique.

III.3.4.1 Étape 1 : Réglage approximatif de l'état 2

Eigenmode	Frequency (GHz)	Q
Mode 1	9.30344 +j 0.000592206	7854.91
Mode 2	9.31284 +j 0.000427686	10887.5
Mode 3	10.5508 +j 0.000518006	10184.1
Mode 4	11.3590 +j 0.000491062	11565.8
Mode 5	11.4395 +j 0.000414096	13812.6
Mode 6	11.6710 +j 0.000605007	9645.38
Mode 7	12.1678 +j 0.000464271	13104.2
Mode 8	12.3875 +j 0.000679416	9116.28

L_{cav}	34
ray_{cav}	12
L_{rd}	14
$sect_{exc}$	4,5
$ép_{exc}$	1
section	2

En mm

Figure 55: pré-dimensionnement géométrique et modes propres du système - étape 1

L'état 2 (horizontal) étant beaucoup moins sensible aux variations des dimensions du diélectrique, celles de la cavité sont réglées au mieux afin d'avoir la bonne fréquence et la meilleure isolation possible (fig.55).

Les modes 4 et 5 représentant les deux polarisations du mode TE₁₁₂, sont à une

fréquence satisfaisante (11,36 GHz et 11,44 GHz) et l'isolation globale est supérieure à 1 GHz pour un facteur de qualité entre 11 500 et 13 800. Un défaut cependant, les deux polarisations sont décalées de 80MHz suite à la dissymétrisation créée par l'axe de rotation. Cela sera rattrapé par la suite à l'aide de vis de réglage et la géométrie de la pièce.

III.3.4.2 Étape 2 : Réglage approché de l'état 1

Sans autre réglage, l'analyse en oscillations libres de l'état 1 pour les mêmes valeurs géométriques donne les résultats reportés figure 56 avec le champ correspondant au mode parasite supérieur.

Eigenmode	Frequency (GHz)	Q
Mode 1	8.28354 +j 0.000368839	11229.2
Mode 2	9.15069 +j 0.000533156	8581.63
Mode 3	10.9288 +j 0.000410305	13318.0
Mode 4	10.9655 +j 0.000363868	15068.0
Mode 5	11.0537 +j 0.000605174	9132.70
Mode 6	11.4484 +j 0.000542902	10543.7
Mode 7	11.8516 +j 0.000620781	9545.68
Mode 8	12.7210 +j 0.000684934	9286.30

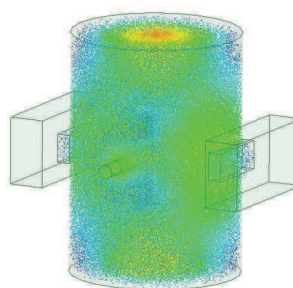


Figure 56: Modes propres de l'état 1 pour les valeurs de la figure 55 / Champ E du mode parasite supérieur

La fréquence étant trop élevée (10,92 GHz au lieu de 10,72 GHz), il faut augmenter le volume de diélectrique en augmentant la section de l'excroissance. Par ailleurs, le mode 5 est très proche de la fréquence de fonctionnement. Il est possible d'insérer des plots diélectriques ou métalliques pour l'éloigner mais cela entraîne une baisse du facteur de qualité en dessous de 10 000 ce qui n'est pas souhaitable. Il est préférable de jouer sur les dimensions disponibles.

Les modifications nécessaires sont apportées aux dimensions précédentes afin d'obtenir la meilleure réponse possible pour l'état 1.

III.3.4.3 Étape 3 : Réglage final des deux états

État 1					État 2		
Eigenmode	Frequency (GHz)	Q			Eigenmode	Frequency (GHz)	Q
Mode 1	8.22113 +j 0.000364910	11264.6	L_{cav}	34	Mode 1	9.19706 +j 0.000587187	7831.45
Mode 2	9.04006 +j 0.000522523	8650.40	ray _{cav}	12	Mode 2	9.26913 +j 0.000431583	10738.5
Mode 3	10.7471 +j 0.000388020	13848.7	L_{rd}	14	Mode 3	10.4888 +j 0.000510064	10281.9
Mode 4	10.7785 +j 0.000347414	15512.4	sect _{exc}	5	Mode 4	11.3303 +j 0.000504446	11230.4
Mode 5	11.0298 +j 0.000603406	9139.64	ép _{exc}	1,5	Mode 5	11.4022 +j 0.000418371	13626.9
Mode 6	11.3096 +j 0.000521150	10850.6	section	2	Mode 6	11.6231 +j 0.000610866	9513.60
Mode 7	11.8216 +j 0.000619226	9545.48			Mode 7	12.0516 +j 0.000469691	12829.3
Mode 8	12.7058 +j 0.000683070	9300.52			Mode 8	12.1999 +j 0.000667130	9143.58

En mm

Figure 57: Valeurs géométriques finales du résonateur et modes propres et facteurs de qualité des deux états

Après ajustement de la section de l'excroissance, les dimensions finales satisfaisant le saut en fréquence sont reportées figure 57.

L'ajustement exact des fréquences se fera lors de l'ajout des différents pôles et systèmes de compensation.

Cette étude préliminaire nous a permis de déterminer les dimensions du système afin de se rapprocher au mieux des spécifications. Les deux états sont bien réglés en fréquence, assurent chacun une isolation globale supérieure à 1 GHz et présentent un facteur de qualité supérieur à 13 000.

IV Conception du filtre préliminaire

IV.1 Topologie initiale (fig.58)

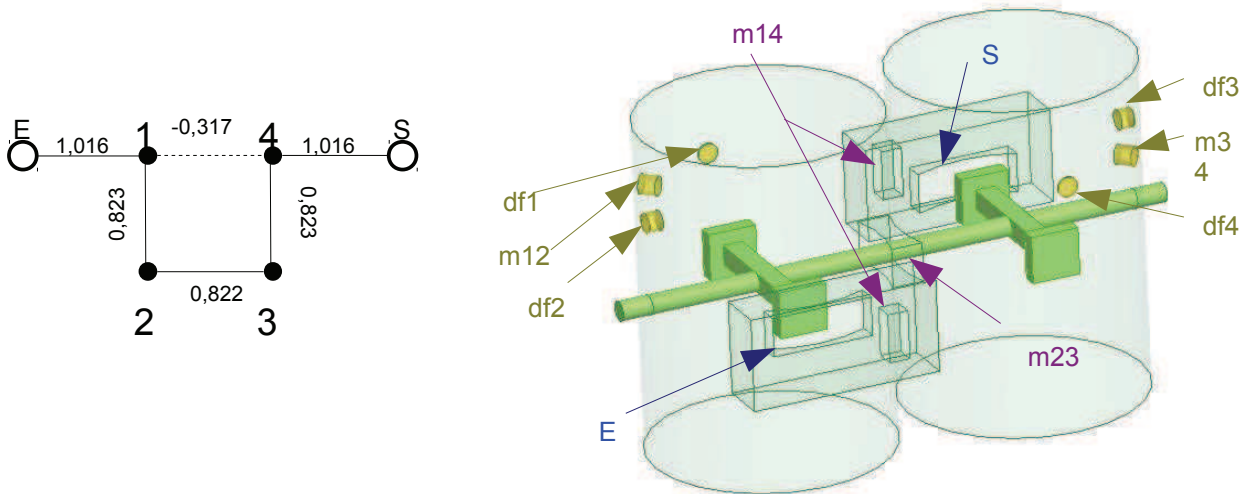


Figure 58: Matrice de couplage et structure du filtre quatre pôles associée

Un filtre quatre pôles avec deux zéros de transmission permet de répondre aux spécifications comme indiqué dans la phase de synthèse (cf II.3). La figure 58 résume la topologie choisie et les valeurs normalisées des couplages. Pour limiter notre système à une seule commande, nous avons choisi de disposer les cavités côte à côte et de les coupler par un iris latéral. La tige diélectrique passe à travers l'iris intercavité central, ne nécessitant pas de créer une transition spécifique entre les deux cavités.

Deux types de vis métalliques sont insérées (fig.58). La première catégorie, les 'df', sont colinéaires à la polarisation i , permettant de décaler le pôle $n^{\circ}i$ vers les basses fréquences lorsque la vis df_i s'enfonce. La deuxième concerne les vis m_{12} et m_{34} , qui sont les vis de couplage permettant un échange d'énergie entre les deux polarisations orthogonales dans une même cavité. Par exemple, m_{12} permet le réglage du couplage entre les deux modes orthogonaux de la première cavité, soit entre les

pôles 1 et 2. Plus ces vis sont enfoncées, plus le couplage est fort.

IV.2 Premiers résultats, évolutions à apporter

IV.2.1 Contraste des couplages aux accès

Nous avons d'abord travaillé sur le réglage de l'état 2. Après plusieurs itérations, nous nous sommes aperçus que le couplage m_{23} était faible. Or comme la tige de diélectrique passe dans cet iris, nous avons rajouté un plot dans cet accès afin d'augmenter la transmission d'énergie, et donc le couplage (fig.59) afin de nous rapprocher de la valeur souhaitée de 0,823.

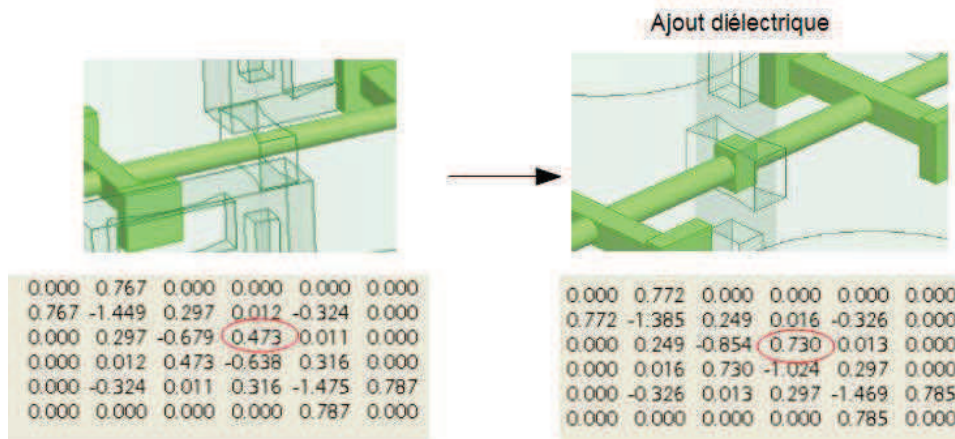


Figure 59: Ajout d'un plot diélectrique dans l'iris central pour augmenter le couplage m_{23} entouré en rouge

Nous avons alors obtenu une réponse très satisfaisante pour l'état 2. Or, en tournant le diélectrique de 90° pour observer l'état 1, il s'est avéré que les couplages dans les iris étaient globalement trop faibles (fig.60). Cela s'explique par le fait que le champ étant plus confiné dans la cavité, l'énergie est moins facilement transmise par l'intermédiaire des iris. Nous avons donc appliqué la technique de la figure 59.

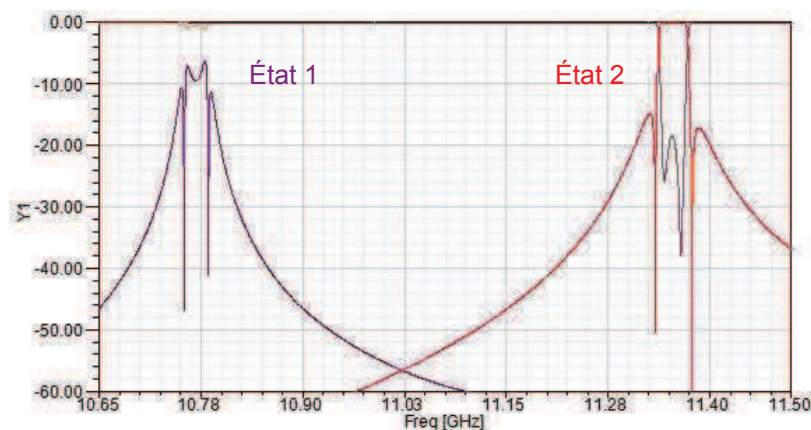


Figure 60: Comparaison entre l'état 1 et l'état 2 du système initial

Ainsi nous avons tourné les accès de 90° pour que la tige diélectrique passe dans les iris entrée/sortie (cf fig.63). Ensuite, des plots diélectriques ont été ajoutés pour équilibrer les couplages. Cependant, cela engendre un changement de topologie. En effet, par rapport au filtre précédent les accès ont tourné de 90° , inversant ainsi m_{23} et m_{14} . Cela étant, la présence de diélectrique dans les accès permet d'imaginer une adaptation au niveau du manifold et donc un réglage potentiel très pertinent pour la finalité de ces travaux.

Nous avons donc apporté une solution pour découpler le contrôle des couplages aux accès et sur l'iris m_{14} .

IV.2.2 Réglage du contraste des couplages inter-polarisations

Pour les mêmes raisons que précédemment, il a fallu trouver une solution pour désynchroniser les couplages inter-polarisations dans les deux états.

IV.2.2.1 Ajout d'excroissances secondaires (fig.61)

La première idée consiste à ajouter de la matière sur les arrêtes des excroissances à 45° des deux polarisations (fig.61). Cela a permis de régler les deux états convenablement.

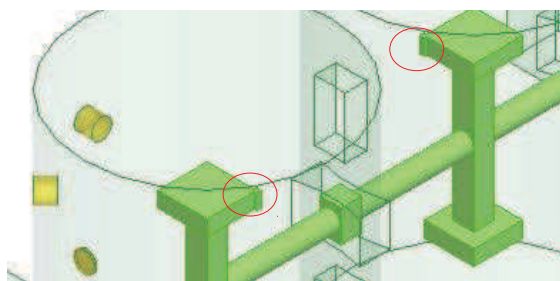


Figure 61: Ajout d'excroissances secondaires pour désynchroniser le couplage inter-polarisation entouré

L'inconvénient de cette manipulation est la géométrie finale de la pièce difficile à réaliser et une très forte sensibilité liée aux dimensions de cet ajout de matière qui est de l'ordre de quelques dizaines de μm , soit la tolérance de fabrication typique d'une pièce telle que celle-ci. Toute rectification est par la suite délicate voire impossible s'il faut rajouter de la matière. Il est impensable de devoir démonter le filtre, reprendre la géométrie de la pièce avec toutes les précautions que cela implique, et de ré-assembler le filtre dans les mêmes conditions.

IV.2.2.2 Rotation des excroissances primaires (fig.62)

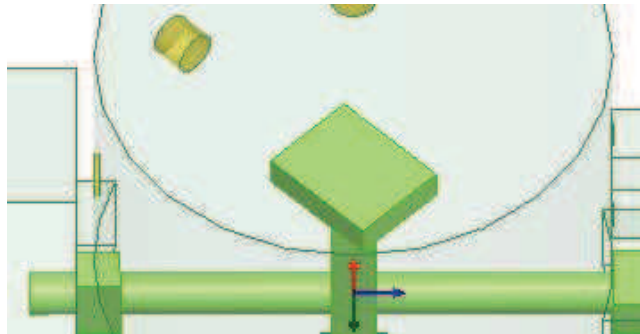


Figure 62: Rotation de 45° des excroissances primaires pour désynchroniser le couplage interpolarisations

Une seconde approche a consisté plus simplement en la rotation des excroissances primaires de 45° en allongeant le côté colinéaire aux vis de couplages m_{12} et m_{34} (vue exagérée) pour créer la dissymétrie entre les deux modes.

Même si l'impact d'une variation des dimensions ($\pm 100 \mu\text{m}$) sur la réponse en fréquence reste important, les contraintes de fabrication sont réduites par rapport au cas précédent. Nous avons donc choisi cette forme et avons obtenu une réponse correcte (fig.63).

Remarque : des chanfreins ont été rajoutés sur les arrêtes faces aux vis dfi pour ajouter un degré de liberté supplémentaire dans le réglage des décalages fréquentiels. Leur but est de retirer de la matière diélectrique pour faire monter en fréquence le pôle qui est associé à un chanfrein particulier.

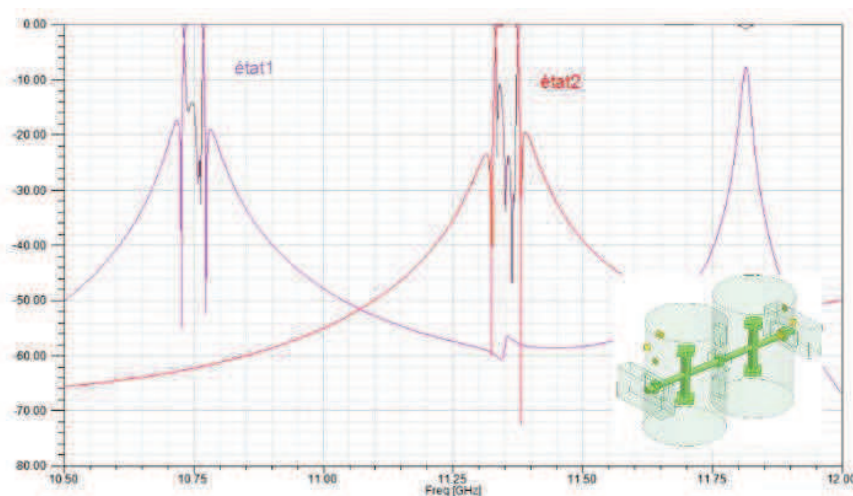


Figure 63: Réponses des deux états pour des excroissances à 45°

IV.3 Étude de sensibilité

Cette structure nécessitant un assemblage délicat, il est essentiel à ce stade d'anticiper l'impact d'une erreur de positionnement du perturbateur diélectrique dans les cavités.

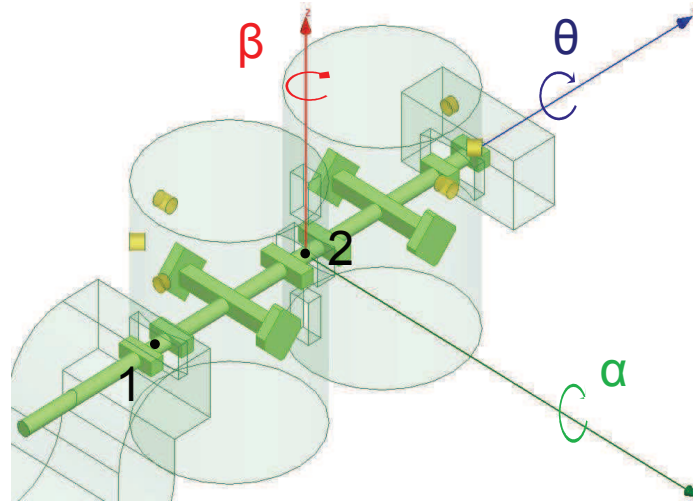


Figure 64: Angles et points de rotation pour l'étude de sensibilité

IV.3.1 Défaut de positionnement

Les incertitudes de positionnement suivant les angles β et α sont étudiées suivant deux repères de référence (fig.64). Le premier (1) est ancré au centre de l'iris d'accès, le deuxième considère lui le centre de l'iris inter-cavité. Une déformation du diélectrique peut être considérée comme une combinaison de ces différentes rotations.

Les caractéristiques du moteur utilisé donne une précision de positionnement en rotation de $\pm 0,1^\circ$. Cette rotation correspond à l'angle θ . Ce critère n'est donc pas critique pour notre filtre. Par ailleurs, l'angle θ peut être considéré comme un paramètre de réglage.

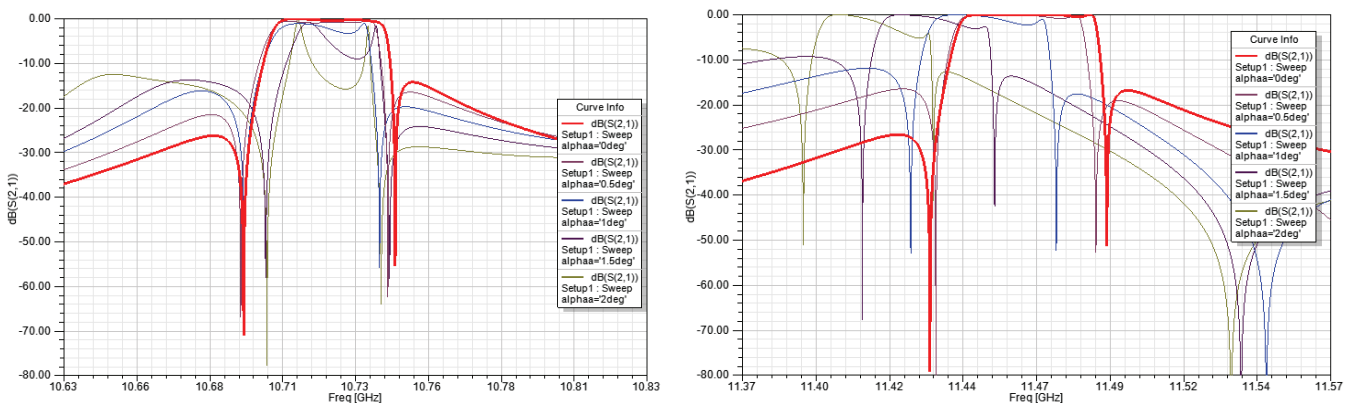


Figure 65: Etude de sensibilité suivant l'angle α , repère 2, état 1 à gauche et 2 à droite

Une variation suivant β (décalage latéral), affecte surtout le couplage dans l'état 1, conséquence de l'éloignement des plots diélectriques des maxima de champ dans les iris pour les configurations explicitées ci-dessus. Toutefois, pour des valeurs raisonnables de dispersion (inférieures à 1°), l'impact est très limité : environ 3 MHz de décalage et une bande passante de 2 MHz plus large.

Une variation suivant l'angle α est quant à elle plus problématique notamment pour l'état 2 sur lequel il engendre un décalage fréquentiel non négligeable (une trentaine de MHz pour un angle de 2°) et une dégradation de la réponse pour les deux états (fig.65).

IV.3.2 Défaut de dimensionnement

Dans cette partie nous regardons l'influence des tolérances de fabrication typiques sur des dimensions critiques décrites figure 66.

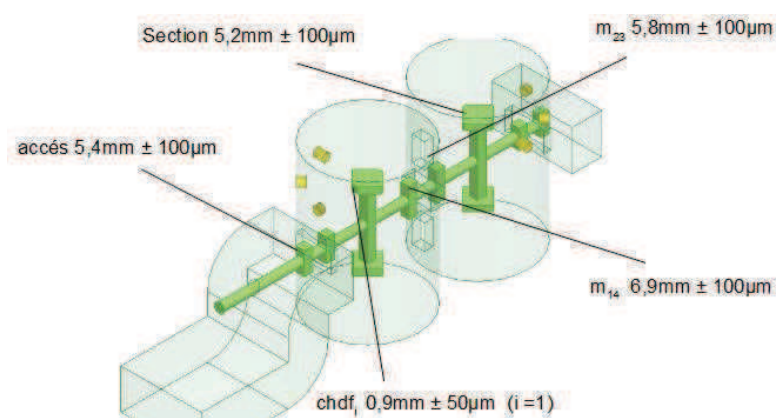


Figure 66: Étude des défauts de dimensionnement

Seul un paramètre se révèle être particulièrement sensible : la section des excroissances. En effet, cela joue fortement sur le volume de diélectrique. Ainsi, dans l'état 1 pour lequel l'excroissance est localisée sur des maxima de champ E, il s'ensuit un décalage fréquentiel non négligeable de 25 MHz pour une réduction de 100 μ m de l'excroissance. De plus, cela réduit le couplage inter-polarisation et par conséquent, la bande passante d'une dizaine de MHz. Une tolérance de 50 μ m entraîne un décalage inférieur à 15 MHz sur le premier état, compensable par des vis de réglage. A contrario, une modification des excroissances dans cette gamme de valeur est transparente pour le deuxième état.

IV.3.3 Conclusion

Pour garantir un bon fonctionnement, les tolérances géométriques doivent être inférieures à 50 μ m et les précisions de positionnement sont plus critiques avec une

limite acceptable à 1°. Des outils spécifiques doivent être utilisés pour assurer un montage le plus précis possible et limiter des décalages fréquentiels pouvant aller au-delà de plusieurs dizaines de MHz.

V Conception du filtre final

A ce stade de l'étude, nous avons pris contact avec l'entreprise Sogclair, experte dans le domaine de la mécanique, qui est chargée d'assurer la fabrication du filtre et son intégration. Sogclair nous a fait part de ses connaissances afin que nous aboutissions à un système optimal mécaniquement, tout en conservant les performances hyperfréquences.

V.1 Repositionnement sur le diélectrique

V.1.1 **Changement de matériau : du BMT à l'alumine**

	Alumine	BMT
Module d'Young / MPa	30 000	40 000
Coefficient de Poisson	0,25	0,3
Masse volumique / kg/mm ³	7,61.10 ⁻⁶	3,9.10 ⁻⁶
Coef d'expansion thermique / K ⁻¹	9.10 ⁻⁶	6,6.10 ⁻⁶
Limite élastique en tension / MPa	250	25
Masse de la pièce / Kg	2,9.10 ⁻³	4,7.10 ⁻³
Premier mode propre / Hz	508	116

Tableau 5: Caractéristiques mécaniques de l'alumine et du BMT

Suite à des études purement mécaniques sur la pièce diélectrique, nous remarquons que le BMT n'est pas éligible pour cette forme. En effet, le premier mode de résonance (fig.67) est très proche de la fréquence de vibration de la plate forme lors du lancement (140Hz), ce qui peut provoquer une mise en résonance mécanique et donc une rupture. De plus, une première fabrication s'est révélée peu concluante sur la maîtrise des tolérances, des déformations et des états de surfaces.

Ces études ont été également menées sur l'alumine. Cette dernière est tout à fait conforme pour notre application. Plusieurs types de déformations sont simulées (traction, torsion, compression) afin de déterminer la résistance du matériau à partir de ses caractéristiques (tab.5).

Suite à cette conclusion, nous nous sommes ré-axés sur l'alumine comme matériau pour le diélectrique. Cela n'entraîne pas de modifications fondamentales du principe mais en revanche, nécessite un réajustement des dimensions.

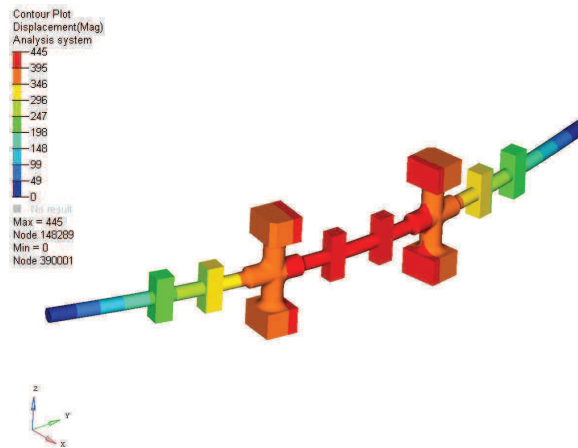
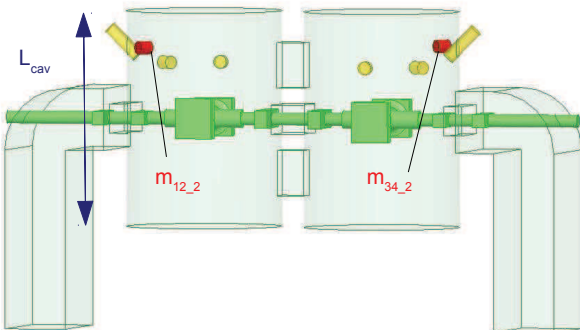


Figure 67: Premier mode de déformation de la pièce diélectrique

V.1.2 Changement de géométrie et ajout de vis

Du point de vue de la géométrie, les excroissances tournées de 45° ne facilitent pas la fabrication par fabrication additive car il faut prévoir un support bien spécifique. Les excroissances ont été réorientées comme initialement afin de limiter une source de déformation géométrique préjudiciable. Toujours de formes rectangulaires, ils permettent pour l'état 1 de régler les décalages fréquentiels. Les chanfreins servent à régler les couplages inter-polarisations. Toutefois, les couplages sont très sensibles à ces chanfreins et au vu des études de sensibilités et des tolérances de fabrication, leur utilisation n'est pas adaptée. Nous nous sommes donc employés à remplacer ces chanfreins par un système moins sensible.

V.1.2.1 Désynchronisation des couplages inter-polarisations



m_{12}	Sans vis	Avec vis $m_{12,2}$ et $m_{34,2}$
état 1	1,410	0,940
état 2	1,837	0,915

Figure 68: Vue du système de désynchronisation des couplages inter-polarisations et valeur des couplages obtenus

Nous avons ajouté des vis $m_{12,2}$ et $m_{34,2}$ (en rouge fig.78) à 90° des vis m_{12} et m_{34} à $5 \cdot L_{cav}/6$. Ces dernières ont pour effet de diminuer le couplage m_{12} et m_{34} . Elles sont dans un plan où l'action est moins sensible pour un même enfoncement de sorte qu'en considérant un même enfoncement, le couplage m_{12} (respectivement m_{34}) diminue moins vite avec $m_{12,2}$ ($m_{34,2}$) qu'il n'augmente avec m_{12} (m_{34}). Ainsi cela

permet de trouver un couple d'enfoncement tel que le couplage normalisé soit le même pour les deux positions (fig.78).

V.1.2.2 Désynchronisation des réglages fréquentiels

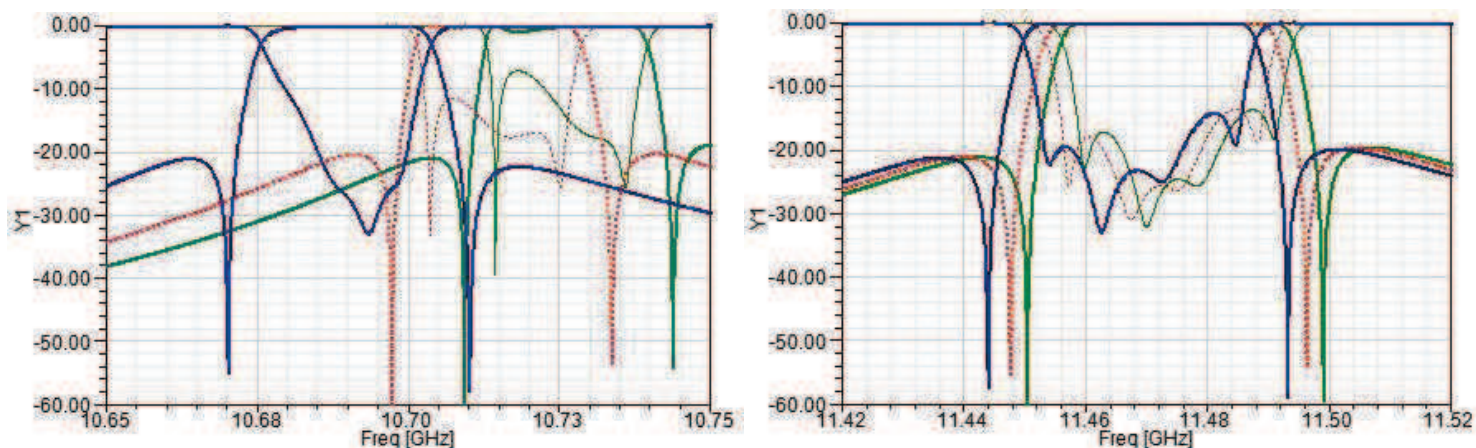


Figure 69: Sensibilité à la permittivité des états 1 (gauche) et 2 (droite) ; bleu : $\epsilon= 8,9$, vert : $\epsilon= 8,5$, rouge : $\epsilon= 8,7$

Prévoyant un possible décalage entre la permittivité annoncée et la permittivité réelle, nous voulions voir l'effet répercuté sur la réponse en fréquence. Nous avons donc simulé une permittivité de 8,7 avec une dispersion de $\pm 0,2$ (fig.69).

Nous constatons que si l'effet est de quelques MHz sur l'état 2, ce qui est acceptable, celui sur l'état 1 est beaucoup plus important, allant jusqu'à 27 MHz, soit quasiment la bande passante. Le décalage n'étant pas le même sur les deux états, le réglage des fréquences de résonance des quatre pôles du filtre par les quatre vis $df1$ à $df4$ ne serait pas suffisant. Il faudrait aussi rectifier le diélectrique, ce qui s'avère délicat.

Nous avons regardé pour ajouter des vis en fond de cavité au centre, mais cela engendre l'apparition de parasites. Cette idée a donc été abandonnée. Ainsi, s'inspirant de l'étude faite sur les vis de couplages supplémentaires, nous avons ajouté des vis de réglage dfi en bas de cavité à $L_{cav}/8$ (fig.70) permettant une latitude de réglage de plusieurs MHz.

Ces vis étant en bas de cavité, elles ont un effet moindre, notamment sur l'état 1. Cela permet d'avoir une variable d'ajustement. Cette solution est la plus intégrable et facilement exploitable. Nous avons donc validé cette solution.

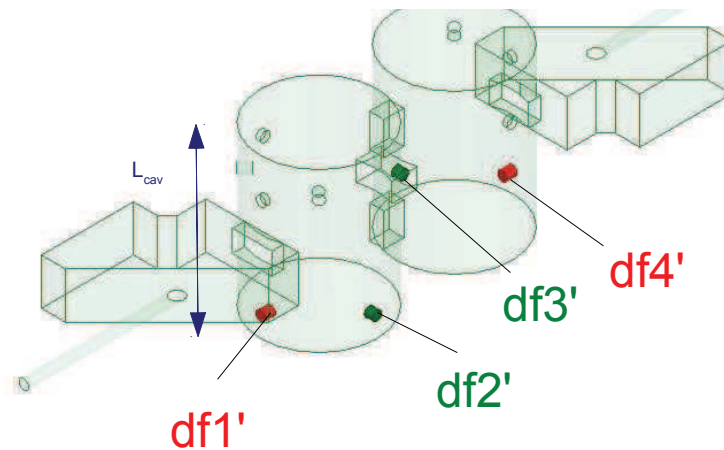


Figure 70: Ajout de vis de compensation pour les décalages fréquentiels

V.2 Optimisation mécanique de la forme

Après expertise, Sogclair a proposé une version mécaniquement optimale (fig.71). La règle essentielle est d'éviter les ruptures de surface, autrement dit, lorsqu'il y a un changement de section, la transition doit se faire progressivement, d'où l'ajout de congés. Elle préconise également le passage à des sections cylindriques exclusivement. Enfin, elle propose un évidement afin de diminuer les contraintes lors du retrait de matière lors de la cuisson de pièces céramiques. Ce dernier conseil n'a pas été adopté car il engendre de grosses difficultés au niveau de la fabrication.

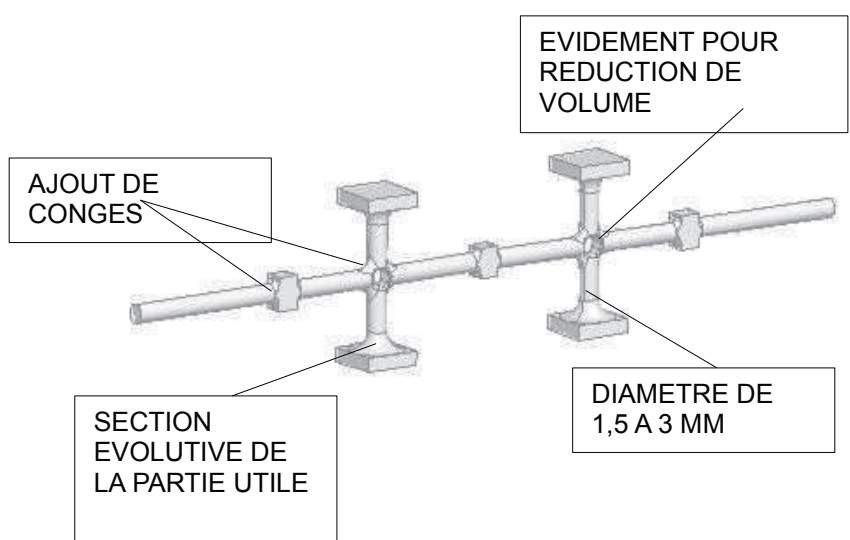


Figure 71: Forme mécaniquement optimale du perturbateur diélectrique

L'ajout de congés se faisant dans des zones où le champ est de faible amplitude (le long de l'axe tournant), l'effet sur la réponse est négligeable. Quant à la section évolutive vers la partie utile (lien bras-excroissance), elle ne pose pas de problèmes

particuliers. Ces conseils ont abouti à l'élaboration de la forme optimisée figure 72. Un point important à noter est la diminution de h_{per_z} , la distance entre les deux excroissances. Cela améliore le rapport de forme mécaniquement, et a un effet bénéfique sur le facteur de qualité. Enfin, la section de l'axe tournant a été augmentée à certains endroits pour des besoins d'isolation spectrale.

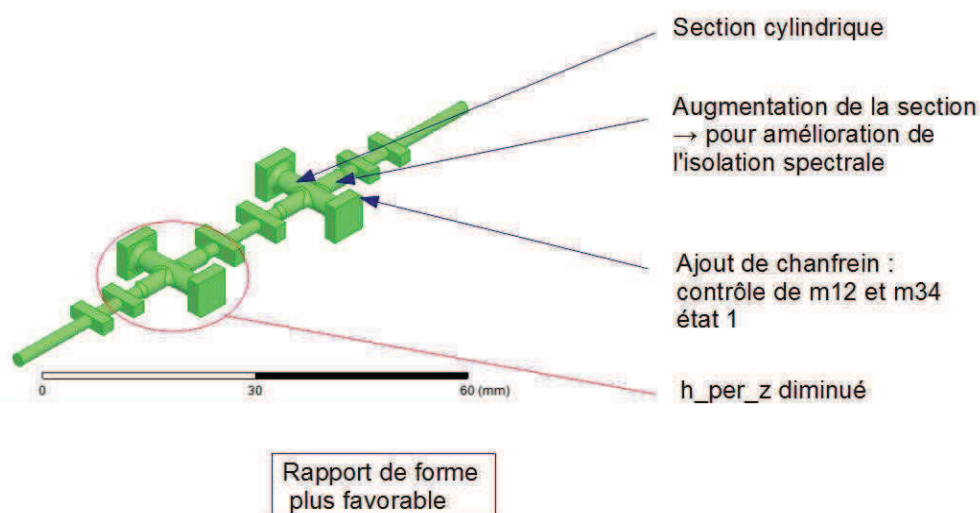


Figure 72: Forme optimale du résonateur diélectrique réalisable

V.3 Repositionnement sur la méthode de fabrication et forme finale du diélectrique

V.3.1 **Problématique**

Étant donné le rapport de forme de la structure, il n'est pas envisageable de la fabriquer d'une seule pièce. Cela induirait notamment un fort effet de flèche avant la cuisson se révélant handicapant pour la réponse.

V.3.2 **Segmentation et assemblage**

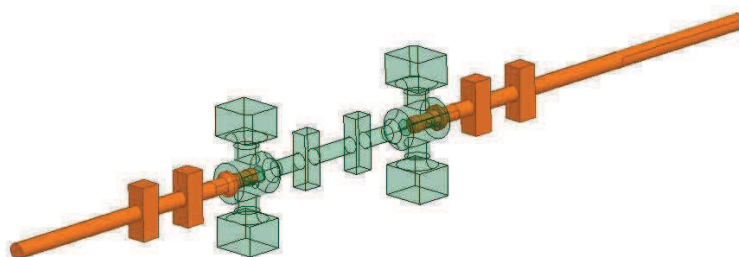


Figure 73: Segmentation de la pièce en trois parties

Nous avons décidé de segmenter la pièce en trois parties (fig.73) pour faciliter la fabrication et réduire les risques de déformation. Pour autant la pièce centrale reste

complexe et représente un véritable challenge. Un soin particulier devra être apporté au niveau de la zone de raccordement.

Enfin, pour des raisons de simplicité de fabrication il a été décidé de privilégier les sections parallélépipédiques, c'est à dire sur toutes les sections exceptées les deux tiges qui servent à la rotation (en orange sur la figure). Après vérification par simulation, cela n'a pas d'impact particulier sur la réponse RF et n'induit pas de contraintes mécaniques particulières.

Afin de permettre un assemblage correct des pièces par collage, les zones de raccordement doivent être modifiées. Cela nécessite un ajout de matière à ces niveaux. De plus, des trous doivent être percés afin de permettre l'injection et le rejet du surplus de colle. Par ailleurs, il faut prévoir une réduction locale du diamètre de 0,2 mm de la tige aux lieux où la colle est injectée (fig.74).

Enfin, des collerettes sont ajoutées pour garantir un bon alignement horizontal des pièces. Il est nécessaire de prévoir un équipement de montage nécessaire pour s'affranchir au maximum des erreurs de positionnement, principalement en rotation.

V.3.3 Usinage

Après essais, il s'est révélé que la fabrication par stéréolithographie n'était pas envisageable telle que proposée à cause des tolérances de fabrication trop importantes ($> 100 \mu\text{m}$) engendrant des écarts fréquentiels non compensables par les systèmes de réglage par vis prévus. Il a donc fallu trouver une alternative, à savoir, l'usinage permettant d'atteindre des tolérances plus adéquates avec ce type de filtre à faible bande passante. Cela entraîne nécessairement l'utilisation d'une alumine différente, donc une permittivité différente.

Somme toute, en garantissant des tolérances de fabrication à $20 \mu\text{m}$, il est possible d'usiner cette pièce à partir d'un bloc d'alumine. Pour cela, nous partons d'un bloc compressé à partir de la poudre utilisée pour la stéréolithographie. Cependant, pour des questions de densité, la permittivité se trouve fortement augmentée pour atteindre 9,3. Les pertes restent faibles avec $\tan\delta = 7,10^{-5}$. Cela nécessite donc une réadaptation des dimensions.

Par ailleurs, pour des raisons de faisabilité de la partie centrale en prenant en compte le passage de la meule diamantée, les barres qui maintiennent les excroissances ne doivent pas présenter de saut de section vers la partie intérieure de la pièce (fig.74).

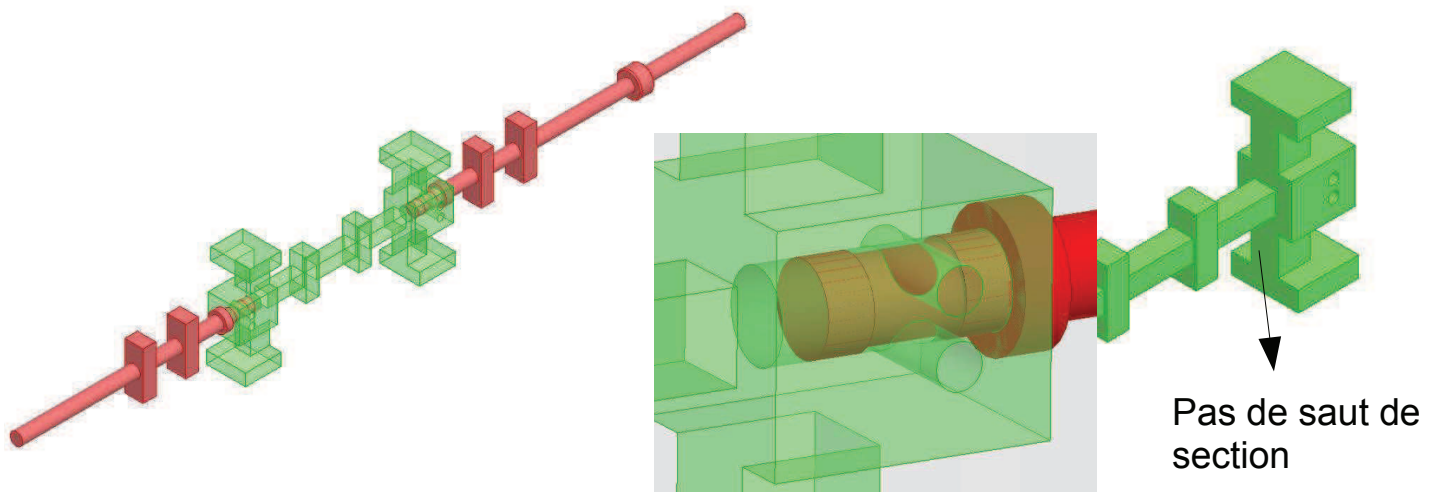


Figure 74: Vue de la pièce finale pour usinage

Finalement, après discussion avec un premier usineur, nous avons convenu de la faisabilité de la pièce. Une première partie a été usinée avec succès à 20 μm près sur l'ensemble de ses côtes, ce qui nous a encouragé à poursuivre sur cette voie. Un deuxième usineur nous propose de simplifier la fabrication en usinant pour chaque partie une tige de deux millimètres sur laquelle sont collées les différents éléments (type collier de perles). La difficulté se reporte alors sur le montage et le positionnement. Les deux versions ont été réalisées. Les dimensions sont reportées en annexe 1.

V.4 Forme finale du canal

Plusieurs possibilités existent pour l'orientation des guides de sortie. Dans un premier temps, nous avons prévu un accès coudé en entrée pour permettre à la tige diélectrique de sortir du canal par une ouverture dont la fréquence de coupure est bien au-dessus de la fréquence de fonctionnement du filtre. En ce qui concerne la sortie, nous pouvons laisser un accès droit sans sortie de diélectrique en prévision de l'intégration sur un manifold. En effet, cela permettrait d'avoir un contrôle sur l'adaptation du multiplexeur. Cependant, s'agissant d'une première étape de validation de principe, et pour faciliter la fabrication, nous nous sommes orientés sur une forme symétrique, à savoir accès coudés à l'entrée et à la sortie. Ensuite, deux possibilités subsistent : des accès coudés en plan E (sur les grands côtés) ou en plan H (sur les petits côtés). D'un point de vue hyperfréquences, il n'y avait pas de solution préférentielle. Le choix a été fixé par la simplicité de fabrication et l'adaptation au plan de coupe choisi, horizontal en milieu de cavité. Nous avons donc choisi des coudes plan H orientés de 180° l'un par rapport à l'autre pour faciliter l'étalonnage lors des mesures. La figure 75 montre une vue 3D de la pièce en alumine montée dans le canal en Aluminium argenté. Ce montage prévoit sur une des extrémités une pièce

métallique maintenant le moteur. Enfin, un manchon permet un accouplement au perturbateur diélectrique tout en garantissant un bon alignement.

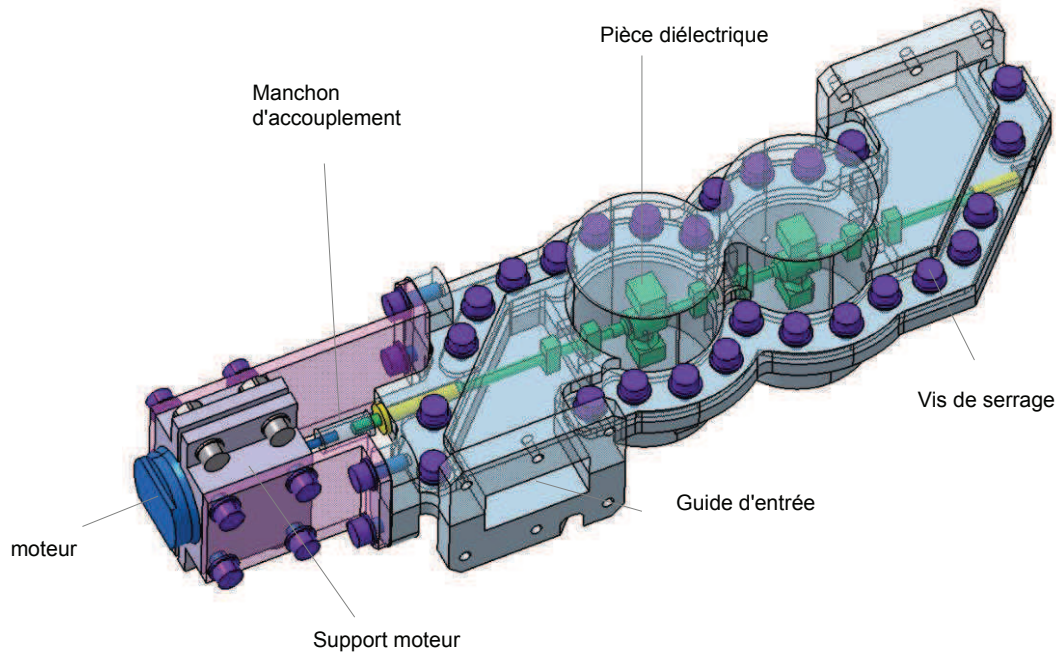


Figure 75: Vue du système complet

Un élément de reprise est intégré entre l'arbre de sortie du moteur et la tige diélectrique. Le nombre de vis de serrage est fonction de la fréquence de travail et fait appel à l'expérience du constructeur dans ce domaine.

V.5 Réponse finale

V.5.1 Facteur de qualité à vide

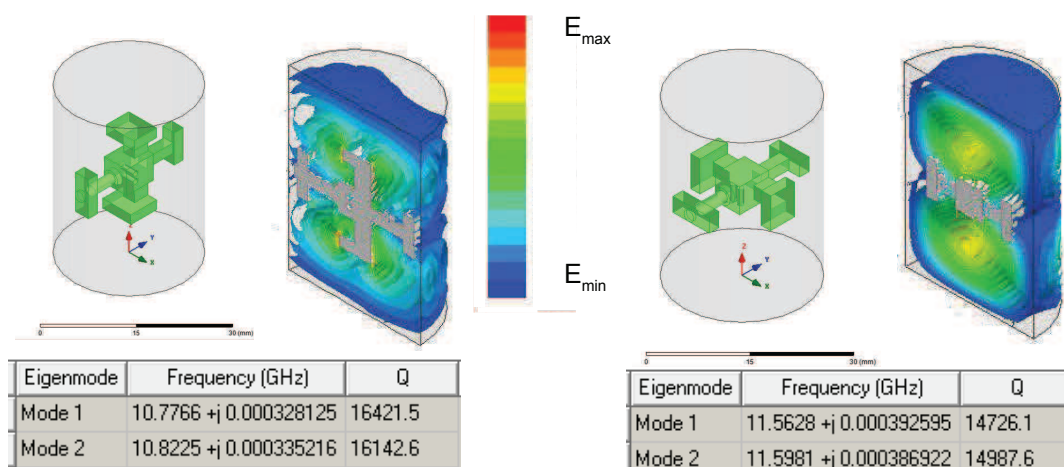


Figure 76: Analyse en oscillations libres des états 1 (gauche) et 2 (droite)

A partir de la pièce à usiner, nous avons simulé un résonateur avec les pertes

diélectriques et métalliques en oscillations libres pour déterminer le facteur de qualité à vide (fig.76). L'analyse donne des facteurs de qualité à vide autour de 15 000. Nous observons bien l'allure du champ E qui correspond au mode TE_{112} . Les cavités en aluminium sont argentées ($\sigma = 47,6 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$) et la tangente de pertes de l'alumine est de $7,10^{-5}$.

V.5.2 Réponse du filtre

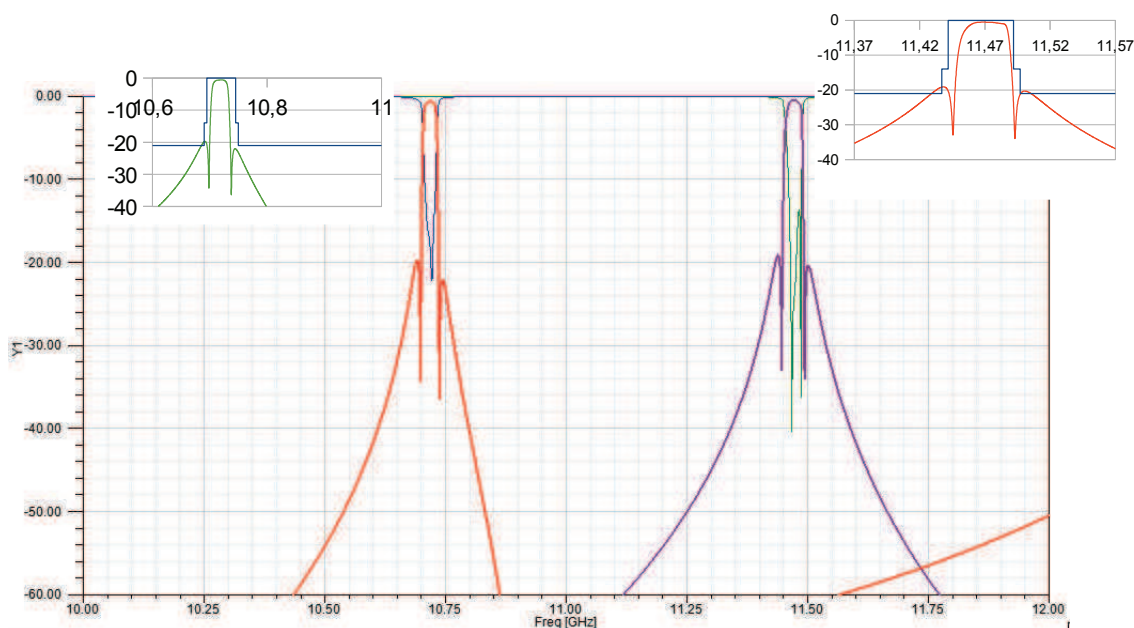


Figure 77: Réponse du filtre final et comparaison au gabarit

Enfin, l'analyse en oscillations forcées nous donne les paramètres [S], reportés sur la figure 76.

Malgré des pertes d'insertions autour de 0,5 dB et un léger recouvrement du gabarit, nous retrouvons bien nos deux états à 10,72 GHz et à 11,47 GHz avec une bande passante de 36 MHz au moins. Il n'y a aucun parasite dans les bandes d'accord des deux états et l'adaptation reste en dessous de 14 dB.

Cette réponse a été validée pour lancer la fabrication des différentes parties. L'étude de faisabilité est concluante d'un point de vue simulation.

V.6 Moteur

Pour assurer la rotation du système, nous avons choisi le micromoteur à courant continu 1724T012S R de chez Faulhaber associé à un contrôleur de mouvement MCDC 3002 SR. Les documentations techniques sont disponibles sur le site du groupe [9]. Le moteur est alimenté et asservi par le contrôleur. Ce dernier est alimenté par une alimentation 17V et son régime de fonctionnement s'établit à 60 mA. Il est

relié à un PC via un convertisseur USB / RS232. Faulhaber fournit un logiciel de pilotage, *Motion Manager*, pour définir les paramètres de fonctionnement.

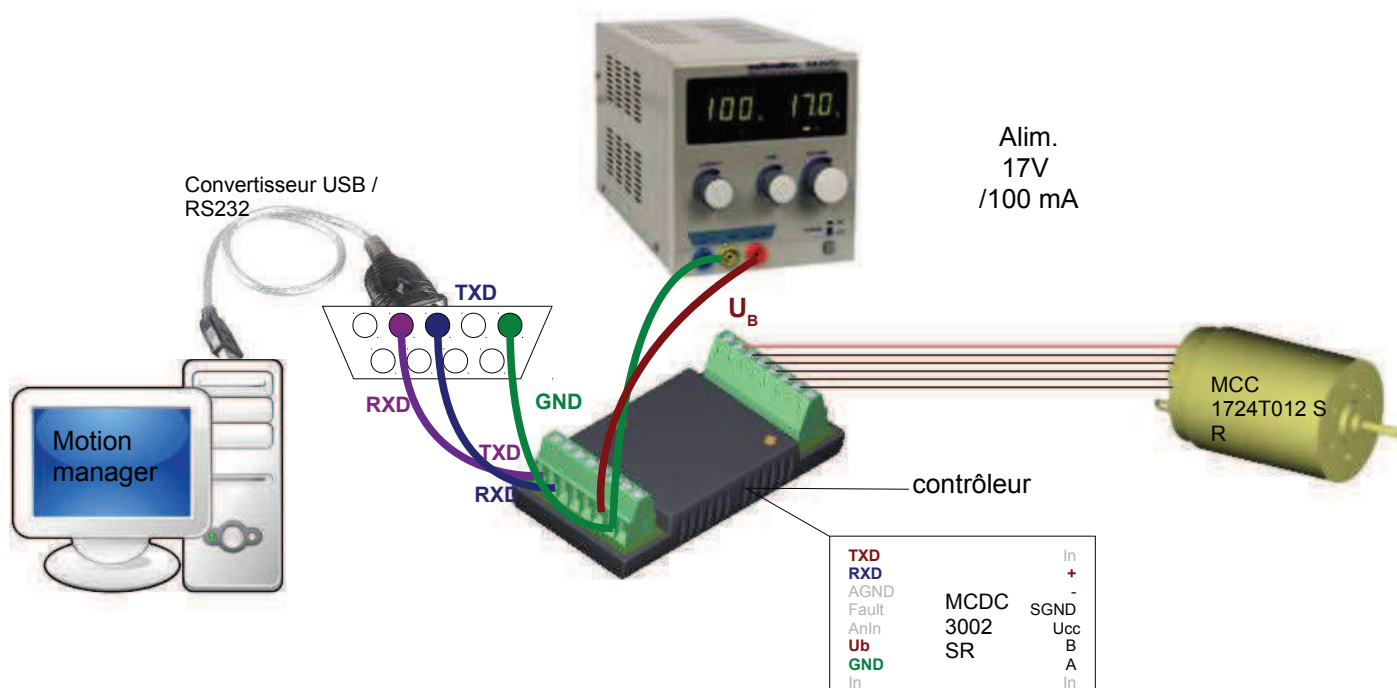


Figure 78: Schéma de montage et de contrôle du moteur

La résolution du codeur est de 4 096 points par tour et le contrôleur travaille en quadrature ce qui amène à une résolution de $360^\circ / (2^{12} \times 4) = 0,02^\circ$. La précision de positionnement est plus élevée mais reste satisfaisante.

Nous reportons figure 80 le matériel nécessaire, les connexions entre les différents éléments et les paramètres d'alimentation.

VI Fabrication

VI.1 Pièces diélectriques

La matière utilisée pour les différentes pièces est de l'alumine MR32, fournie par MARTINSWERK GmbH (Allemagne) dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Surface spécifique : 4 m²/g
- D50 : 1,8 μm (50 % des grains sont inférieurs à 1,8 μm)
- Pureté : 99,8 %

La poudre a été préparée avec le procédé d'atomisation afin de lui conférer une granulométrie présentant une aptitude au pressage et un bon écoulement pour le remplissage de la matrice. Après cette étape, la poudre a subi un cycle de pressage isostatique à 2000 bars-2min. L'ébauche obtenue en cru est alors traitée

thermiquement pour éliminer les additifs organiques (nécessaires à la mise en forme) puis pour densifier le matériau à 1700°C et lui donner toutes les caractéristiques attendues.

L'étape d'usinage a été réalisée en 3 phases :

- avec une machine "STUDER 21 CNC" pour les contours extérieurs à une vitesse de 20m/s
- avec une machine (JHONES et SHIPMAN) pour les parties en décrochement avec des meules D60 à une vitesse de 2000 trs/min et une avance manuelle
- le perçage des trous pour la colle a été effectué avec des outils conventionnels.

La tolérance dimensionnelle est de $\pm 20 \mu\text{m}$. Des vues de la pièce diélectrique sont présentées figure 79.

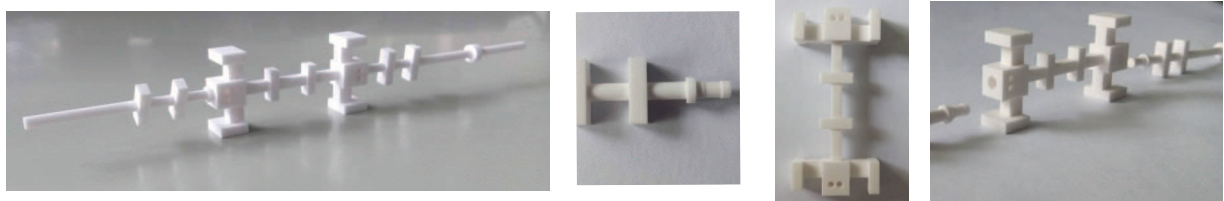


Figure 79: Vues du diélectrique fabriqué (non collé)

VI.2 Canal métallique

Le canal est fabriqué à partir d'un bloc en alliage d'aluminium 6061 T651 travaillé par fraisage et électroérosion. La pièce a été réalisée à partir de deux demi-coquilles (trous lisses et trous taraudés) en "panoplie" (deux pièces côte à côte disposées en symétrie comme si nous venions replier le tout pour refermer le canal) ceci afin de garantir au mieux la symétrie des deux pièces à accoupler (fig.80).



Figure 80: Vue des deux-demi coquilles

La première étape consiste en l'ébauche d'une plaque à la fraiseuse pour reprendre la face extérieure et contourner les détails extérieurs de la cavité en maintenant un plan de pose externe destiné à pouvoir retourner la pièce. Ensuite, la pièce est retournée et elle subit le surfacage du plan de joint, l'usinage des deux cylindres des cavités et des voies hyperfréquences. Puis vient la réalisation des perçages de la demi-coquille côté trous lisses, des trous lisses, des avant-trous pour taraudages de la demi-coquille taraudée. Par la suite la gorge du plan de joint de la demi-coquille trous lisses est usinée et les avant-trous des brides sont percés. Ces dernières sont détourées, et les trous pour les vis de réglages sont pré-percés. Finalement l'ensemble des trous taraudés sont effectués.

La deuxième étape est la séparation des deux pièces et l'assemblage en calant par l'intérieur de la voie hyper. Ici intervient un contre perçage des trous de piétagage pour garantir un assemblage répétable, proprement aligné. Ensuite sont percés les trous dits « entre cuir et chair », ceux correspondant au passage de l'axe du résonateur.

La troisième étape consiste à électroéroder pour réaliser les iris centraux.

La quatrième est l'argentage de la pièce par dépôt électrolytique.

La cinquième et dernière étape est le montage des filets rapportés dans les brides et l'assemblage du canal.

VII Mesures

VII.1 Assemblage

L'axe du moteur est relié à l'axe du diélectrique par un manchon flexible en flexion mais rigide en rotation. Cela permet de rattraper les erreurs de positionnement du moteur. Sur ce manchon, il y a deux vis sur un axe colinéaire afin de solidariser les arbres. Ainsi pour fixer approximativement la position du diélectrique nous avons repéré la position de ces vis de serrage pour les mettre dans un des axes du diélectrique. En effet, la structure étant totalement opaque, il nous est nécessaire de bien noter la position absolue angulaire du perturbateur, d'autant qu'étant non symétrique, il possède un « haut » et un « bas ». Une fois ces repères effectués nous avons mis en contact et serré avec un couple de 0,6 N/m les deux demi-coquilles. La figure 81 est une photographie du filtre assemblé, moteur compris.

Après un étalonnage du banc de mesures constitué d'un analyseur de réseau vectoriel couplé à un PC pour l'acquisition des paramètres [S] afin d'identifier les couplages, nous avons connecté le filtre aux guides d'ondes d'accès. La première étape

a été de trouver la position angulaire exacte du diélectrique. Pour cela, nous avons positionné le diélectrique proche de l'état 2. Si le diélectrique est parfaitement horizontal, alors il interagit un minimum avec le champ EM, nous obtenons donc la plus haute fréquence. Cependant, pour de petits incréments, le moteur ne dispose pas assez de couple pour faire tourner le diélectrique, il faut donc prendre des amplitudes plus élevées, par exemple tourner d'un quart de tour puis revenir d'un quart de tour plus quelques incréments.

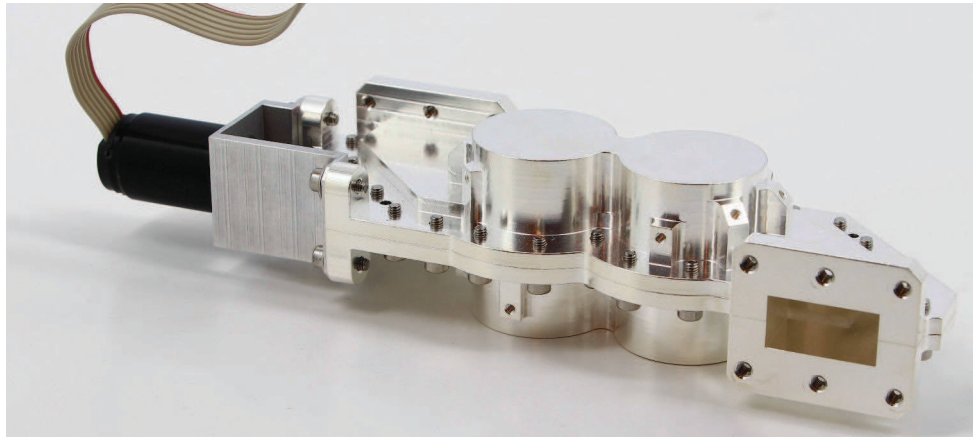


Figure 81: Vue du filtre final

Une fois la plus haute fréquence obtenue, nous avons la position de l'état 2. Sans l'insertion de vis, nous sommes proches de la fréquence attendue. Ensuite nous avons vérifié à l'aide d'un quart de tour (4096 incréments) que la réponse de l'état 1 se trouvait également proche de la fréquence attendue.

VII.2 Réglage

Pour une première phase de réglage, nous avons utilisé des vis en titane pour éviter de détériorer les filetages. La stratégie de réglage consiste à obtenir une forme identifiable de la réponse des deux états, c'est à dire, à ramener les pôles autour de la bande. Ensuite pour chacun des états avec des positions de vis fixes, nous acquérons les paramètres [S] et effectuons une identification des matrices de couplages des deux états à l'aide de PRESTO. Ainsi, nous savons sur quels éléments il faut jouer conjointement pour approcher la bonne réponse.

Nous nous sommes aperçus que les couplages d'entrée/sortie et inter-résonateur k_{23} étaient plus faibles que prévu. Nous voyons cela figure 82 concernant l'identification sur l'état 1. Ceux-ci étant seulement tributaire de la fabrication, nous ne disposons pas de moyens pour les modifier. Nous avons donc du réadapter la matrice de couplage en conformant les bandes passantes vers lesquelles tendait le réglage.

	e	1	2	3	4	s
e		1,016				
1	0,900		0,823		-0,317	
2		0,528		0,822		
3			0,546		0,823	
4		-0,224		0,507		1,016
s					0,746	

IDENTIFIEE

T H E O R I Q U E

Figure 82: Matrices objectif et réalisée sur l'état 1

Cela nous a conduit à réduire la bande passante du premier état à 25 MHz et celle du deuxième état à 30 MHz. Les bons couples d'enfoncement de vis doivent être trouvés pour avoir les couplages souhaités et une position fréquentielle des pôles adéquates dans les deux états à la fois. Toutefois, le système étant discret, il n'y a qu'un couple de solutions pour avoir les deux états réglés, or les défauts de fabrication peuvent empêcher l'existence de ce couple. La position angulaire peut être ajustée pour rattraper ces défauts.

VII.3 Large bande

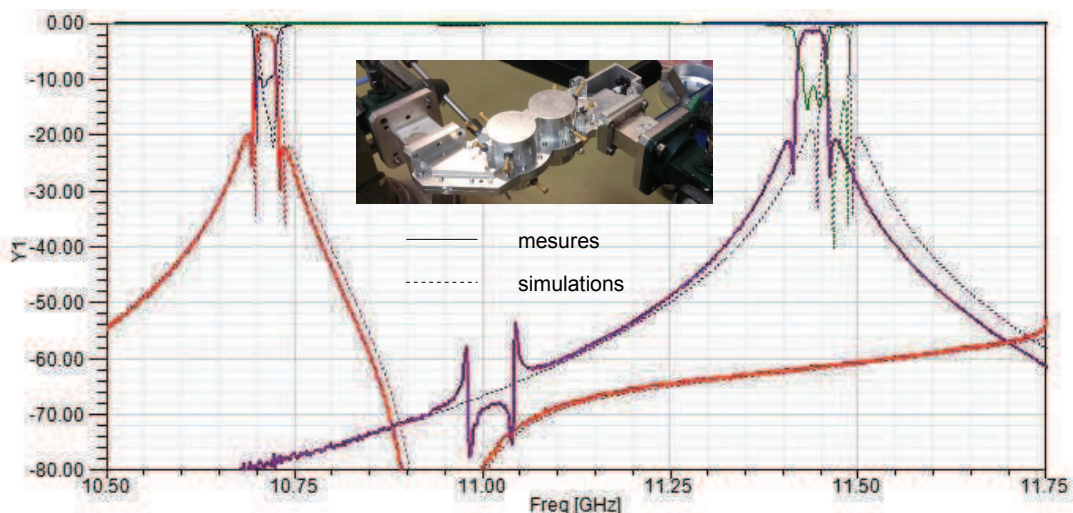


Figure 83: Réponse large bande du filtre mesuré

Une fois la réponse obtenue jugée satisfaisante, nous remplaçons les vis en titane par des vis dorées que nous serrons à l'aide d'écrous.

La réponse large bande décrit bien ce que nous avons observé en simulation (fig.86) avec toutefois un décalage fréquentiel de 23 MHz à l'état haut et 3 MHz à l'état bas ce qui réduit l'excursion fréquentielle à 727 MHz. Nous notons également l'apparition d'un parasite vers 11 GHz qui n'est pas gênant pour le second état mais qui

n'avait pas été prévu lors de la phase de simulation. Il reste toutefois à des niveaux très faibles. L'état 1 est lui en très bonne concordance avec la simulation. Le comportement du système est sain et répond bien à ce que nous attendions. Cela nous permet de valider ce système de saut de canal à l'aide d'un mode dual.

VII.4 Bande étroite

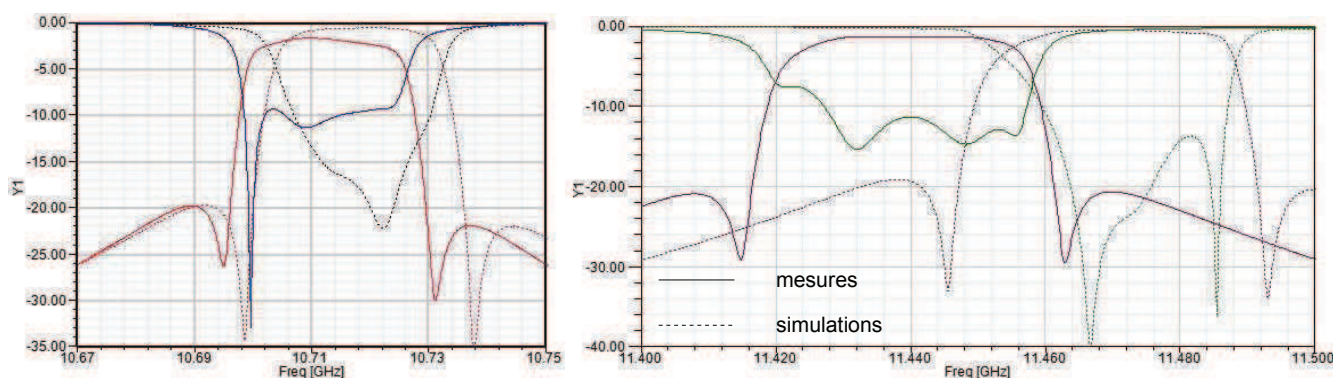


Figure 84: Réponses de l'état 1 (gauche) et 2 (droite) dans la bande

Nous mesurons également chaque filtre dans une bande proche de sa bande passante (fig.84).

Etat	État 1	État 2
F_r / GHz	10,713	11,440
BP / MHz	25	30
Q_0	6 200	7 200
S_{11_BPmax} / dB	9	11
P_{ins} / dB	1,8	1,4

Figure 85: Résultats de mesures

Nous constatons bien le décalage fréquentiel observé. En outre, nous notons de fortes pertes d'insertions, jusqu'à 1,8 dB expliquées d'une part par la faible adaptation et la baisse du facteur de qualité. En effet, dans le second état, le système présente un facteur de qualité de 7 200 tandis qu'il chute à 6 200 dans le premier. Les résultats sont regroupés dans la figure 85.

Les éléments que nous avons mesurés permettent de déduire le facteur de mérite tel que défini dans la bibliographie (chap I-2) qui atteint :

$$K = 394 \text{ (} K > 600 \text{ avec un } Q_0 \text{ de } 10\,000\text{)}$$

$$F'' = 439$$

Malgré une baisse du facteur de qualité, les facteurs de mérite atteignent des valeurs comparables aux dispositifs à l'état de l'art.

VII.5 Origine des pertes

L'origine des pertes observées peut s'expliquer par un mauvais nettoyage des pièces diélectriques après collage (colle Epyphen 825) et de leur défaut de fabrication. Par ailleurs, nous notons un dépôt d'argent sur la tige diélectrique dans les accès par le fait de la rotation de la pièce et de la coupe du guide dans le plan à 45° du coude.

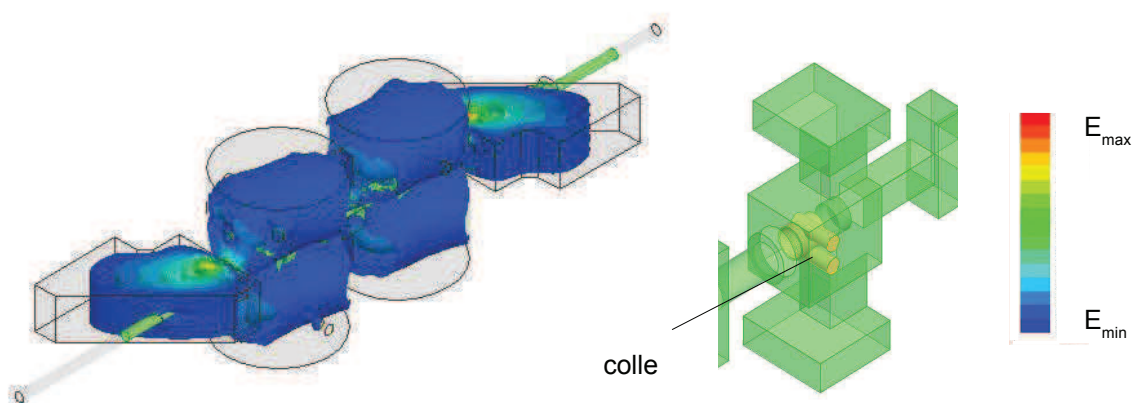


Figure 86: Polarisation 1 (idem pour 4) en interaction avec les iris d'accès

Pour avoir une explication, nous avons simulé la structure globale en oscillations libres. Cela donne un facteur de qualité qui prend également en compte les iris et les accès. D'après les résultats du tableau 48, nous identifions clairement que les polarisations 1 et 4 pour l'état 1 affichent des facteurs de qualité autour en dessous de 7 000. Cela s'explique par leur interaction forte avec les iris d'accès (fig. 86). Pour autant, les mesures révèlent une chute du facteur de qualité des autres polarisations autour de 7 000 également. Ne retrouvant pas cet écart sur les simulations, il y a une autre origine concernant les pertes mesurées.

Ensuite, nous avons simulé la présence de la colle et son effet sur les facteurs de qualité. La colle considéré (Epoxy) pour les simulations provient de chez 3M, faute d'informations pour l'heure sur la colle Epiphen, et sachant que la 3M a été utilisée pour la version type collier de perles. Ces caractéristiques, déterminées à Xlim montrent une permittivité de 3,58 et une tangente de pertes égale à 0,028. En résonateur, le Q_0 chute à 8 000 pour l'état 2 et se maintien au-dessus de 10 000 pour l'état 1. Les résultats montrent clairement une dégradation du facteur de qualité, notamment sur le second état. Cela est cohérent avec nos observations en mesures.

Polarisation	État 1		État 2	
	F / GHz	Q	F / GHz	Q
1	10,6724	6 840	11,4541	12 150
2	10,7156	12 900	11,4983	12 240
3	10,7353	13 790	11,5060	12 160
▲ 4	10,6771	6 800	11,4778	12 400

Valeur des fréquences et des facteurs de qualité de la structure avec accès **SANS** colle

Valeur des fréquences et des facteurs de qualité de la structure avec accès **AVEC** colle

▼ 1	10,6667	6 670	11,4444	8 880
2	10,6724	10 572	11,4853	8 530
3	10,7099	11 129	11,4924	8 020
4	10,7292	6 550	11,4924	7 670

Tableau 6: Résultats de simulation des facteurs de qualité pour la structure globale avec et sans colle

VIII Conclusion

Le besoin de flexibilité exprimé dans les systèmes de télécommunication nous pousse à rechercher des solutions sur les systèmes d'OMUX. Les seules solutions viables actuellement sont l'association d'une cavité avec un système de commande mécanique qui garanti une bonne linéarité, une tenue en puissance et de bonnes performances électriques. Dans la littérature nous trouvons des dispositifs avec une paroi de cavité mobile offrant une excursion limitée, ou la mise en relation d'un filtre passe haut à parois mobiles et d'un filtre passe bas dont le recouvrement de bande permet la réalisation d'un filtre passe bande très versatile. Cependant, cela engendre un encombrement substantiel. Notre collaboration étroite avec des laboratoires experts dans la conception d'éléments céramiques et les propriétés hyperfréquences intéressantes de ces dernières nous ont naturellement conduit vers une solution intégrant un dispositif diélectrique au sein d'une cavité.

L'idée de départ liée à la spécification était de considérer un filtre ayant deux états correspondant aux deux premiers filtres de deux OMUX distincts. L'objectif était donc de pouvoir passer d'un OMUX à un autre en conservant le même nombre de filtres. Cette action ne nécessite pas de contrainte sur le temps de permutation car elle

ne doit subvenir que très peu sur la durée de vie du satellite. Le temps de commutation élevé (de l'ordre de la seconde) nécessaire pour les dispositifs mécaniques n'est donc plus un handicap pour cette application. Nous avons sélectionné des modes duaux pour des contraintes de poids et d'encombrement. Cela nécessite de conserver une certaine symétrie en regard des deux polarisations. Le mode le plus approprié au cas étudié est le TE_{112} qui offre un facteur de qualité supérieur à 10 000 et une isolation fréquentielle supérieure à 1 GHz. Afin d'effectuer le décalage fréquentiel de 747 MHz souhaité, nous plaçons un élément diélectrique alternativement dans un maximum de champ électrique, permettant d'abaisser la fréquence de résonance des modes de cavité, puis dans un minimum de champ électrique, provoquant une montée en fréquence du dispositif. Ce mouvement est réalisé par une rotation de 90° de l'élément diélectrique. Ensuite, pour conserver une unique commande sur le filtre sélectionné à quatre pôles et deux zéros de transmission, l'arbre supportant les éléments d'accord passe à travers les iris d'accès et l'iris inter-cavité central au niveau desquels sont insérés des plots diélectriques afin d'apporter le contraste de couplage nécessaire entre les deux positions. L'arbre du diélectrique sort du dispositif hyperfréquence par une ouverture cylindrique qui, bien que chargée par le diélectrique, présente une fréquence de coupure supérieure aux fréquences de fonctionnement.

Dans un premier temps, nous avons choisi le BMT pour la réalisation de la pièce diélectrique pour sa faible sensibilité à la température. Or, celui-ci s'est révélé inéligible pour un lancement vers l'espace (pour la forme étudiée) à cause des modes de vibrations beaucoup trop faibles (proche des 140 Hz, fréquence de vibration de la plate-forme lors du lancement). L'étude a été par la suite orientée en se basant sur de l'alumine, apte aux contraintes spatiales en terme de rigidité mécanique et performances RF. Bien que celle considérée ne soit pas compensée thermiquement, il est possible de lui conférer cette propriété, par exemple en l'alliant à du TiO_2 comme cela est le cas dans l'étude ATOMIQ (ANR), proposant ainsi à terme une solution stable en température et compatible avec la SLA. Par ailleurs, dans un second temps, la fabrication en SLA était compromise car elle ne fournissait pas en l'état une réalisation conforme aux tolérances nécessaires issues de l'étude de sensibilité. Nous nous sommes finalement orienté sur de l'usinage classique.

La pièce diélectrique fabriquée à $20\ \mu\text{m}$ près, la cavité usinée et argentée, nous avons pu assembler le dispositif en intégrant des manchons en téflon pour le maintien de la pièce dans les gorges servant à la rotation. Pour automatiser cette phase de commutation, nous avons utilisé un micromoteur de chez Faulhaber qui présente un pas de $0,02^\circ$ et une excellente répétabilité. Les premières mesures ont révélé un très bon comportement du système avec toutefois une baisse de l'excursion prévue de 747 MHz à 727 MHz mais surtout une baisse du facteur de qualité prévu supérieur à 14 000 et s'effondrant à 6 200. Nous l'expliquons en partie par un mauvais nettoyage de

la pièce fabriquée en trois parties après son collage, une géométrie et un positionnement imparfaits et des pertes par les accès. Par ailleurs nous avons clairement identifié l'impact négatif de la colle sur les performances RF. Enfin, d'autres pièces diélectriques sont à disposition et leur mesures sont à venir pour renforcer les conclusions auxquelles nous avons abouties.

Ce travail peut être amélioré essentiellement sur une optimisation des formes du diélectrique et/ou de la cavité avec des formes peut-être plus progressives et une cavité dissymétrique pour mieux découpler les deux états. Ce type de problématique amène à se rapprocher des limites offertes par la fabrication qui demande des formes antinomiques aux formes demandées par la performance hyperfréquence. Par ailleurs, la fabrication maîtrisée en une seule partie supprimerait les défauts liés au collage que nous avons observés (baisse du facteur de qualité et défauts d'assemblage). Bien que de nombreuses études doivent être menées pour conduire à un produit final, nous avons démontré la faisabilité du concept et sa forte potentialité.

IX Bibliographie

- [1] D KAJFEZ and P. GUILLON, « Dielectric Resonator », Norwood, MA, Artech House, Inc., 1986
- [2] Robert FOURNIÉ, Roland COELHO, "Diélectriques - bases théoriques", article d2300, Techniques de l'ingénieur; Fév. 2000
- [3] Rui Zhang; Mansour, R.R., "Low-Cost Dielectric-Resonator Filters With Improved Spurious Performance," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.55, no.10, pp.2168,2175, Oct. 2007
- [4] P. GUILLON, « Analyse et synthèse de filtres microondes à résonateurs diélectriques », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Déc. 1973
- [5] P. FILHOL, "Résonateurs diélectriques - Matériaux et composants", article e1922, Techniques de l'ingénieur, Nov. 2004
- [6] HAKKI (B.W.) et COLEMAN (P.D.). – A Dielectric Resonator Method of Measuring Inductive Capacities. IRE Trans MTT, no 8, p. 402-10 (juil. 1960).
- [7] Tobar, M.E.; Cros, D.; Blondy, P.; Hartnett, J.G.; Guillon, P., "Finite element realization of ultra-high quality factor frequency-temperature compensated sapphire-rutile whispering gallery mode resonators," *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International* , vol.3, no., pp.1323,1326 vol.3, 13-19 June 1999
- [8] D. PACAUD, N.JOLLY , “ Filtre hyperfréquence avec élément diélectrique“, Demande de brevet français n° 13/00974 déposée le 26/04/2013 au nom de THALES
- [9] Site Internet du groupe Faulhaber, « <https://fmcc.faulhaber.com/en/GLOBAL/> », accès en ligne le 22/05/2015

Chapitre 3

Filtres génériques en bande Ku et
Applications multispot en bande Ka

INTRODUCTION

Dans la recherche de flexibilité des filtres, nous avons considéré deux aspects distincts.

Le premier exposé dans la partie A de ce chapitre concerne des filtres dits génériques. Ces derniers ne sont pas accordables dans leur fonctionnement en mission mais lors de leur réglage en amont de cette mission. Le but d'une telle structure est de diminuer les coûts et temps de fabrication. En effet, lors de la conception d'un filtre générique, il faut obtenir une structure géométrique unique avec différents éléments de réglages qui peuvent faire évoluer la réponse suivant leurs positions ou leurs propriétés. Ainsi sur table, nous disposons de plusieurs structures identiques pour lesquelles il faut une configuration de réglage spécifique pour obtenir toutes les réponses souhaitées. Ensuite, le réglage est fixé et le tout est fonctionnel avec fréquence et bande passante fixes.

Le deuxième exposé dans le chapitre 2 et la partie B de ce chapitre concerne des filtres dits accordables. Ces derniers offrent une diversité de réponses en cours de mission. En d'autres termes, un filtre accordable a pour fonction de s'adapter à une demande nouvelle et pour ce faire, il dispose d'une ou plusieurs commandes qui font évoluer ses caractéristiques en temps réel. En outre, dans la partie B, nous nous reposons sur une application particulière qui est le multispot (cf chap 1 - Partie A) Cette application, en bande Ka, est associée à un diagramme de rayonnement qui inonde plusieurs petites surfaces terrestres, les spots, auxquels s'ajoute du multiplexage fréquentiel. Cela implique une très grande modularité car en fonction d'un besoin dans une région donnée, les bandes passantes vont être adaptées. Par exemple, aux Etats-Unis, l'activité sur la côte Ouest est plus importante que sur la côte Est à un même moment absolu et vice versa. Or cette activité évolue au cours du temps, mais reste stable globalement sur l'ensemble du territoire. Donc la charge utile dispose d'une bande passante totale qu'elle partage de manière évolutive suivant la demande. L'intérêt de la bande Ka est par ailleurs l'accès à une bande passante plus élevée par rapport à la bande Ku.

PARTIE A : GÉNÉRICITÉ KU – CANAUX 36 MHz

I Introduction

L'objectif de cette étude est de démontrer la faisabilité de filtres génériques sur la plus large bande possible. L'idée est de n'avoir qu'un seul corps de filtre qui, par l'ajout d'éléments de réglage divers, permet d'obtenir toutes les réponses de filtre d'un OMUX par exemple. L'enjeu d'un tel projet est d'assurer le contrôle quasi-indépendant de chaque couplage et fréquence des résonateurs pour permettre de réaliser par réglage toutes les spécifications de filtrage pouvant être requises pour la réalisation d'un multiplexeur .

En particulier ici, l'objectif visé est idéalement une structure de filtre unique pour couvrir la bande [10,5-12,75] GHz ou à défaut, un nombre de filtres génériques faible. Chacun devra présenter l'isolation nécessaire dans la bande de fonctionnement d'un OMUX.

Nous n'évoquons ici que quelques pistes, la présente concernant une spécification en marge de cette thèse.

II Spécifications

II.1 Description

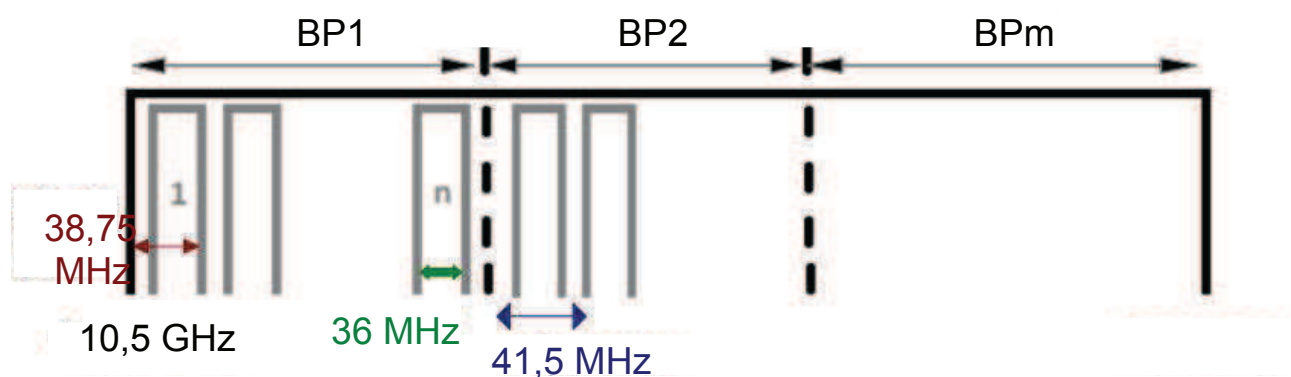


Figure 87: Décomposition de la bande Ku pour des filtres de 36 MHz de BP

L'ensemble de la bande Ku considérée (fig.87) peut recommander l'utilisation de 54 filtres de bande utile 36 MHz différents. L'objectif est de concevoir un filtre unique (cavité et iris de caractéristiques géométriques fixes) qui par l'insertion d'un élément diélectrique permet d'obtenir N réponses fréquentielles consécutives constituant une bande fréquentielle BPi. Le nombre de BPi, donc de filtres structurellement différents, devra être le plus faible possible. Ainsi un nombre très

restreint de filtres permet de couvrir la bande Ku réduisant ainsi les coûts et temps de production.

Considérant sa facilité d'exploitation, ses performances électriques et sa propreté spectrale, le mode utilisé sera le TE_{112} dans cette étude.

II.2 Filtres

Les filtres ont pour spécifications :

- une bande passante utile de 36 MHz
- une réjection à ± 25 MHz de -14 dB
- une réjection à ± 30 MHz de -21dB
- une isolation correcte dans la bande BPi auquel il appartient
- un facteur de qualité à vide Q_0 supérieur à 10 000

La fréquence centrale du filtre M est donnée par :

$$f_M = 10,5275 + (N-1)*0,0415 \text{ en GHz}$$

II.3 Matrice de couplage

La matrice de couplage normalisée est identique pour tous les filtres et correspond à celle utilisée dans le chapitre précédent (chap II-fig1).

III Solutions envisagées

En plus de la solution exposée au chap. I-2-fig.29, dans laquelle nous avons trois résonateurs diélectriques en rotation dans une cavité, nous proposons deux autres concepts : une batterie de diélectriques fixes et la translation d'un élément diélectrique dans une cavité.

III.1 Une cavité, des diélectriques

III.1.1 **Dispositif (fig.88)**

Le dispositif est composé d'un corps de filtre par bande fréquentielle BPi, dans lequel est inséré un diélectrique particulier pour un filtre donné. Il y a donc autant de pièces diélectriques différentes que de filtres ou un de moins en considérant une cavité vide pour l'une des spécifications. Chaque filtre sera conçu afin de garantir l'isolation dans sa bande de fréquence BPi.

La forme du diélectrique sera optimisée pour permettre son maintien dans le

dispositif de filtrage sans ajout d'éléments.

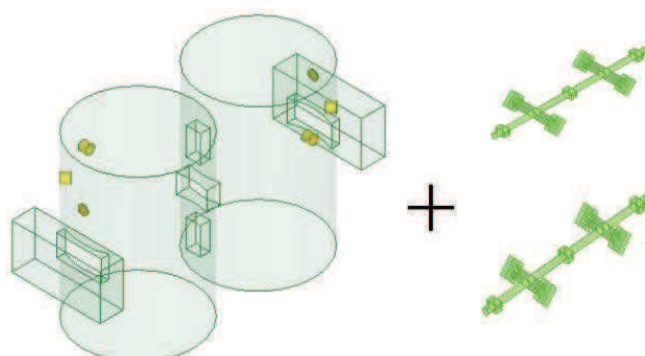


Figure 88: Une cavité, plusieurs diélectriques

Plusieurs topologies peuvent être envisagées pour le corps de la cavité au niveau des iris inter-cavités.

III.1.2 Réglage de l'état haut

Pour l'état haut, une cavité vide est considérée car l'ajout de diélectrique abaisse la fréquence de résonance. Les dimensions de la cavité sont :

- $\Phi_{\text{cav}} = 24 \text{ mm}$
- $L_{\text{cav}} = 28,5 \text{ mm}$

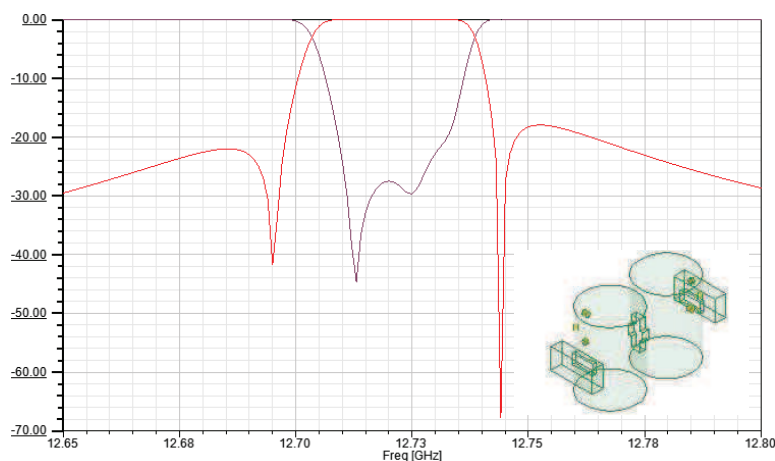


Figure 89: Réponse de la cavité vide - filtre à la fréquence haute

La fréquence de résonance du cinquante-troisième filtre est à 12,727 GHz. La réponse (fig.89) montre qu'il est possible d'obtenir le filtre quatre pôles désiré. Le facteur de qualité simulé est supérieur à 11 500.

L'analyse large bande ne révèle aucun parasite sur l'ensemble de la bande considérée. Cette topologie et les dimensions de cavité et d'iris sont donc fixées sur cet état haut et ne devront être modifiées pour réaliser les autres états.

III.1.3 Réglage de l'état bas

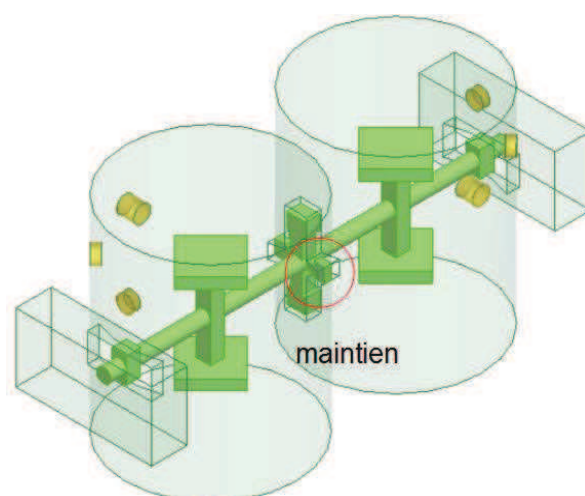


Figure 90: Vue du filtre à l'état bas

L'objectif est de voir s'il est possible d'atteindre la fréquence basse de la bande (10,5275 GHz) avec les dimensions de la cavité sans diélectrique. Un maintien du dispositif est prévu dans l'iris de couplage inter-cavité (fig.90), intégré à la pièce de diélectrique. Des maintiens supplémentaires sont également envisagés aux deux accès incluant l'étude de transitions.

La forme présentée n'est peut être pas optimale en terme de performances mais démontre juste la faisabilité de la technique proposée. Celle-ci permet de disposer d'un facteur de qualité à vide Q_0 aux alentours de 13 000, ce qui est supérieur à celui de la cavité vide.

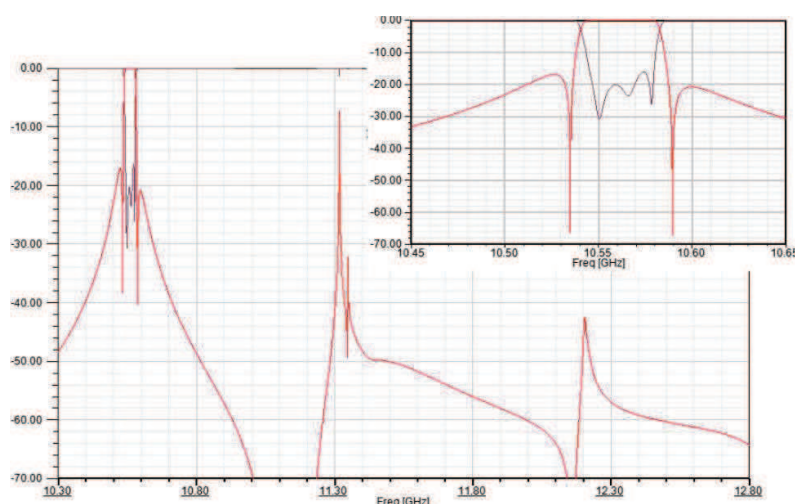


Figure 91: Réponse large bande + zoom de la réponse du second filtre

Le filtre a été réglé à la fréquence du deuxième canal (10,568 GHz) car l'étape

suivante (paragraphe III.1.4) est de voir si un enfoncement des vis sur cette même structure permet d'avoir le canal de fréquence basse de la bande Ku. Cela montrerait la possibilité de réduire le nombre de pièces céramiques différentes à concevoir et à réaliser. La réponse figure 91 montre l'isolation large bande.

Le réglage du filtre sur un canal à la fréquence basse étant possible avec la cavité utilisée pour le canal à la fréquence haute, cela suppose qu'une seule bande BPi suffit à répondre aux spécifications, et donc que l'ensemble des filtres du MUX peut être réalisé sur la base de mêmes dimensions de cavités métalliques et iris de couplage. Cependant, l'ajout de diélectrique s'accompagne de l'émergence de parasites dans la bande d'étude. Particulièrement dans ce cas, le pic autour de 11,3 GHz est très gênant. Si l'adaptation de la forme du diélectrique ne permet de faire face à cet obstacle, il faudra augmenter le nombre de BPi pour satisfaire aux conditions d'isolation.

III.1.4 Réglage par vis

A partir de la cavité précédente, nous regardons s'il est possible d'effectuer un saut de fréquence seulement à l'aide des vis de réglage. Un enfoncement des vis (dfi) est envisagé, donc un abaissement en fréquence pour ce mode. Il faut montrer un décalage de 41,5 MHz. La réponse est reportée figure 92.

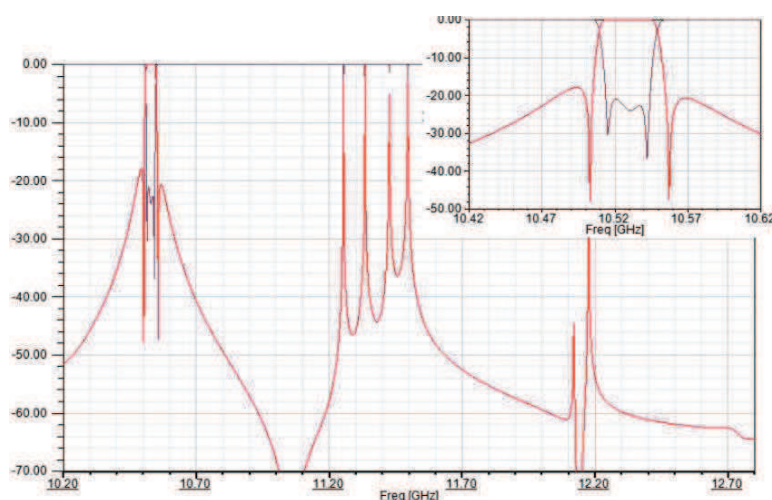


Figure 92: Réglage d'un second état par vis

Un simple enfoncement des vis permet d'imaginer plusieurs états ce qui réduit d'autant le nombre d'inserts diélectriques différents à réaliser. Ainsi, au lieu d'avoir cinquante quatre inserts différents, une vingtaine serait suffisants. Des vis de diamètre plus élevé permettraient d'augmenter cet effet. Toutefois, les vis utilisées n'agissent pas sur les couplages d'entrée-sortie et inter-cavités. Il faut donc trouver un compromis. Par ailleurs un enfoncement trop important des vis rend plus probable

l'excitation de modes parasites, comme nous l'observons sur la figure 92.

III.1.5 Réglage d'un état intermédiaire

Enfin, un état intermédiaire arbitraire est réglé à $f = 11,61$ GHz (correspondant au filtre de canal vingt sept). Les dimensions du diélectrique ont été adaptées et la réponse obtenue est présentée figure 93.

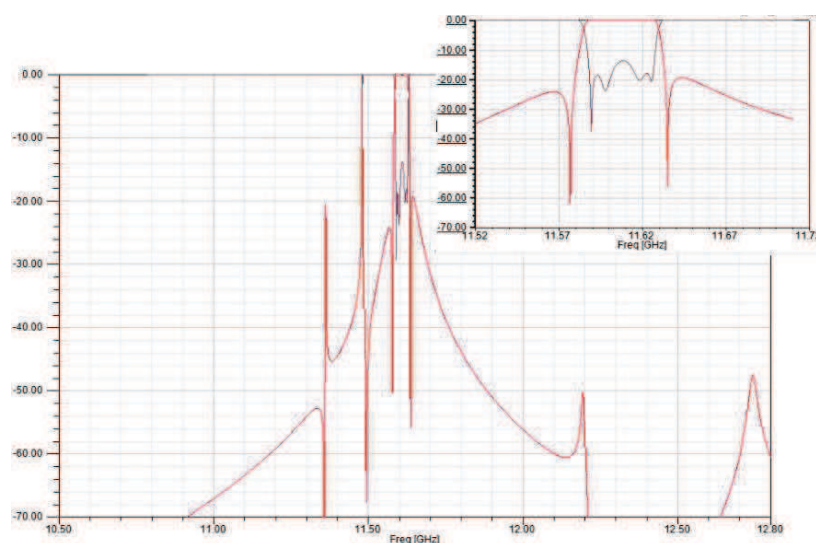


Figure 93: Réponse du filtre n°27

L'état est réglable mais un parasite est très proche de la bande passante. La forme du diélectrique est donc à adapter afin de décaler ce mode.

III.1.6 Conclusion

Nous avons démontré la possibilité de ne considérer qu'une seule et unique cavité métallique alliée à différents diélectriques pour couvrir l'ensemble de la bande Ku. Pour s'engager vers cette solution, il faut prêter une plus grande attention à la géométrie du diélectrique pour optimiser facteur de qualité et isolation fréquentielle. Pour des filtres à réponses fixes cela est tout à fait possible et ne présente pas de difficultés particulières.

Nous insistons sur le fait que cette solution n'est valable que si le diélectrique est fabriqué suivant des méthodes de fabrications additives. En effet, l'inconvénient majeur est que la fabrication de la cavité métallique est longue et coûteuse. Ainsi en considérant une cavité identique pour chaque état, cela réduit fortement les temps de réglages et de réalisation. Or, si toutes les cavités sont identiques alors les pièces diélectriques doivent être différentes. Cela n'aurait pas de sens de les fabriquer en usinage. Ainsi l'idée est de profiter du caractère libre de la fabrication additive pour laquelle il n'y a pas d'impact particulier à passer d'une géométrie à une autre. En

d'autres termes, fabriquer 50 pièces diélectriques légèrement différentes n'induit ni plus de difficultés ni plus de coût que de fabriquer 50 pièces identiques.

III.2 Ajout de plongeurs dans la cavité

Nous avons travaillé dans la partie précédente sur un concept d'élément de réglage 'discret' : le saut de canal est obtenu par un changement de pièce diélectrique. Nous évaluons ici l'intérêt d'un système d'accord permettant une variation continue du décalage fréquentiel et des couplages. Cette technique permettrait de plus la réalisation d'une seule pièce diélectrique d'accord générique, comme les cavités et les iris, pour la réalisation de plusieurs canaux.

III.2.1 **Présentation de l'accord fréquentiel**

Une solution envisagée pour conserver la symétrie des modes est d'insérer progressivement deux plongeurs dans chaque cavité du filtre (fig.94), cavités fonctionnant ici sur un mode TE_{11p} . Lorsque le plongeur pénètre dans la cavité, le diélectrique évolue dans le champ EM non constant dans cette direction. Ainsi, la fréquence se trouve modifiée.

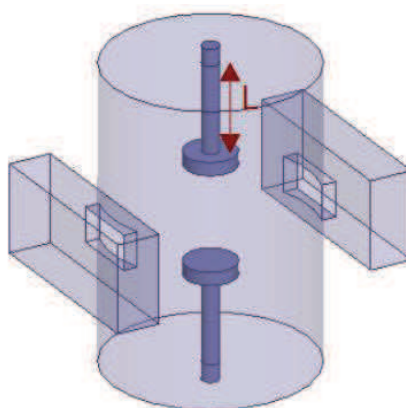


Figure 94: Dispositif avec plongeurs

Une première étude en simulation est présentée figure 95. Cette solution est réalisée avec un diélectrique en BMT ($\epsilon = 24,7$; $\tan\delta = 1,1.10^{-4}$). Le facteur de qualité supérieur à 12 000 est tout à fait adapté à l'application visée (cavité argent ; $\sigma = 47,6.10^6$ S/m). L'excursion montrée est de 400 MHz, mais après une optimisation de la forme, elle peut s'imaginer plus importante. Cependant, un filtre ne pourra pas couvrir toute la bande [10,5 - 12,75] GHz et cela nécessitera un grand nombre de BP_i , entre 4 et 6.

Le réglage des différents couplages doit être étudié car ceux-ci évoluent conjointement avec la fréquence et la position du plongeur.

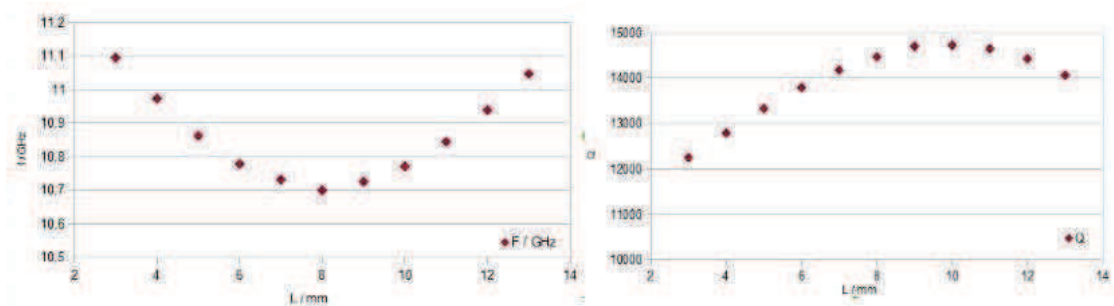


Figure 95: Evolution de la fréquence et du facteur de qualité en fonction de L

III.2.2 Couplages inter-polarisations et d'accès

Afin d'assurer un contrôle du couplage d'accès, une forme cylindrique -ou plus génériquement conique- est insérée sur un axe mobile en translation. En effet, lorsque le cylindre diélectrique contrôlant les fréquences est dans un maximum de champ électrique, il concentre ce champ électrique et cela diminue les couplages dans les iris d'accès. Il faut donc ajouter de la matière diélectrique pour compenser cet effet.

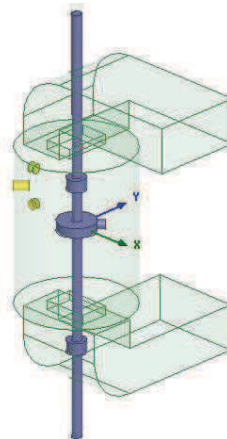


Figure 96: Vue du système des couplages aux accès et inter-polarisation en translation

Par ailleurs, pour coupler les deux polarisations, nous ajoutons une vis à 45° de celles-ci sur la paroi de la cavité. De plus, cette solution de réglage des couplages nous amène à repenser la méthode de réglage de fréquence des cavités : un plot de réglage fréquentiel est ajouté, ainsi qu'une excroissance diélectrique sur ce plot pour contribuer au couplage inter-polarisations (fig.96). L'étude montrée est sommaire, des formes plus complexes et mieux adaptées peuvent être envisagées pour répondre au mieux au besoin. Un premier essai consiste à maintenir une bande passante constante le long de l'accord (fig.97). Dans cette configuration nous avons trouvé un bon état pour la fréquence haute en réglant avec la vis d'accord puis un bon état à l'état bas en réglant avec la longueur du plot diélectrique. Il faut réussir à trouver un compromis pour avoir des états acceptables au centre. Pour cela, des variations de formes plus

progressives du diélectrique seraient probablement plus adaptées.

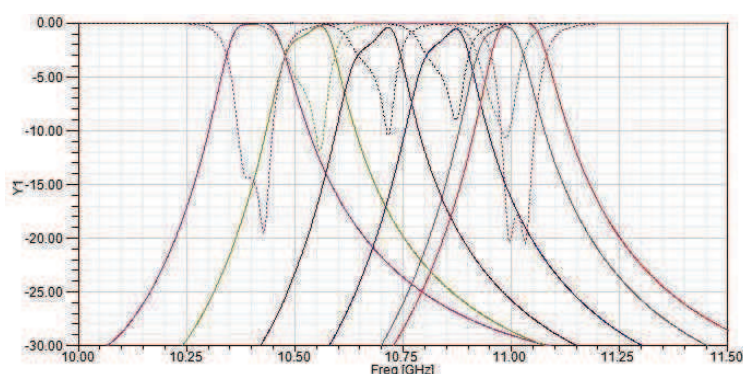


Figure 97: Réponse du filtre deux pôles sur les deux polarisations

III.2.3 Couplages inter-cavités

La deuxième étape est l'étude du couplage inter-cavité pour deux cavités fonctionnant sur la même polarisation du mode TE_{112} . L'optimisation de forme sur cette partie a été réalisée dans le cadre du stage de Anaël LOHOU, étudiant du master iXeo de l'université de Limoges.

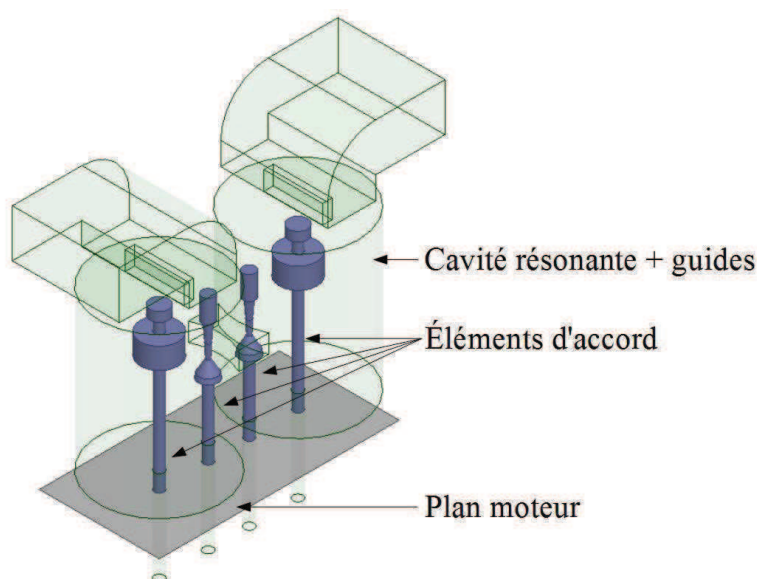


Figure 98: Design du filtre deux pôles

Le travail consiste à identifier une forme de diélectrique satisfaisante à proximité de l'iris inter-cavité afin de coupler le champ dans le but de conserver une bande passante constante tout au long de la translation (fig.98). Le contrôle des couplages d'accès se fait toujours par un plot en face des iris entrée/sortie. La fréquence est contrôlée par le cylindre à proximité du centre de cavité. Les éléments d'accord sont en alumine. L'alumine utilisée a une permittivité relative de 8,7 et une

tangente de pertes de 7.10^{-5} .

Il est également important d'ajuster la forme des barreaux centraux afin de conserver une bande passante constante.

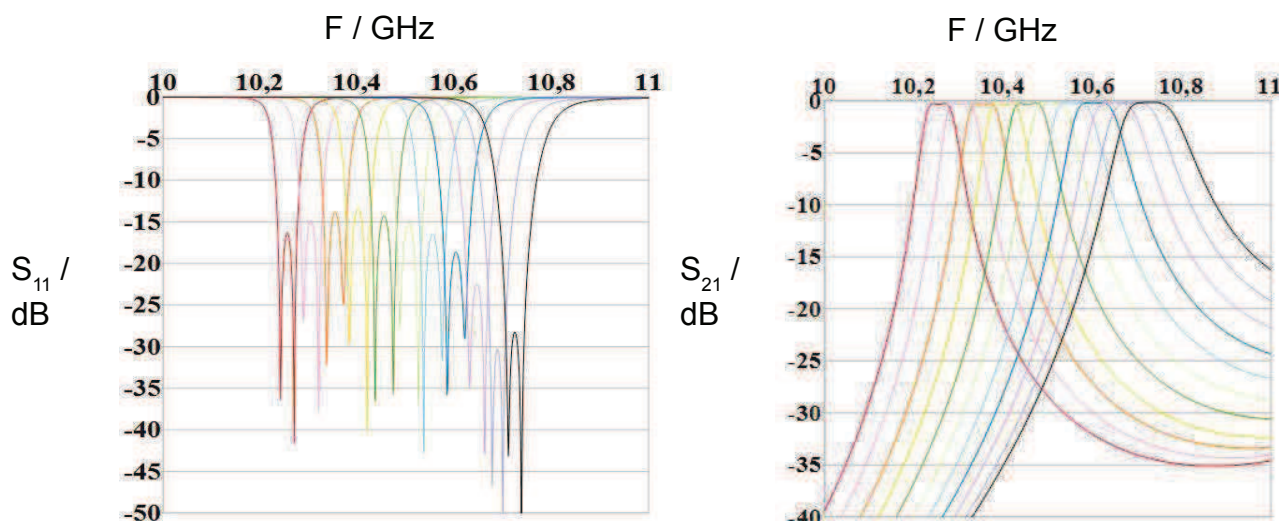


Figure 99: Evolution de la réponse par translation du diélectrique

Le filtre passe d'une réponse à fréquence centrale de 10,25 GHz à 10,75 GHz. La bande passante équiondulation est de 36 MHz pour ces deux positions distinctes. Ce filtre est continûment accordable et nous pouvons visualiser sa réponse fréquentielle sur sa bande d'accord (fig.99).

Lorsque le diélectrique est en position basse, c'est à dire dans le minimum de champ électrique, le mode de cavité TE_{112} n'est que très peu affecté et la fréquence est haute. A contrario, en translatant le diélectrique à sa position haute, il se positionne dans un maximum de champ électrique, ce qui provoque un abaissement de la fréquence.

La bande d'accord atteint 0,5 GHz et elle est continue. L'adaptation est maintenue sur la bande d'accord en dessous de -14 dB. Le facteur de qualité simulé est quant à lui supérieur à 6 500.

III.2.4 Filtre quatre pôles

En combinant les différents éléments de réglage, nous aboutissons à la mise en forme d'un filtre quatre pôles (fig.100). Des éléments diélectriques sont ajoutés sur le plot de réglage fréquentiel principal. Ces derniers se trouvent dans la direction des vis de réglage dfi et leur rôle est d'offrir un degré de liberté de réglage supplémentaire.

Une première phase d'optimisation montre un accord sur 500 MHz. Un seul

filtre ne suffit donc pas à couvrir toute la bande du multiplexeur visé. Cette piste est intéressante. En outre, ce filtre peut rentrer dans le cadre d'un filtre agile et non forcément générique.

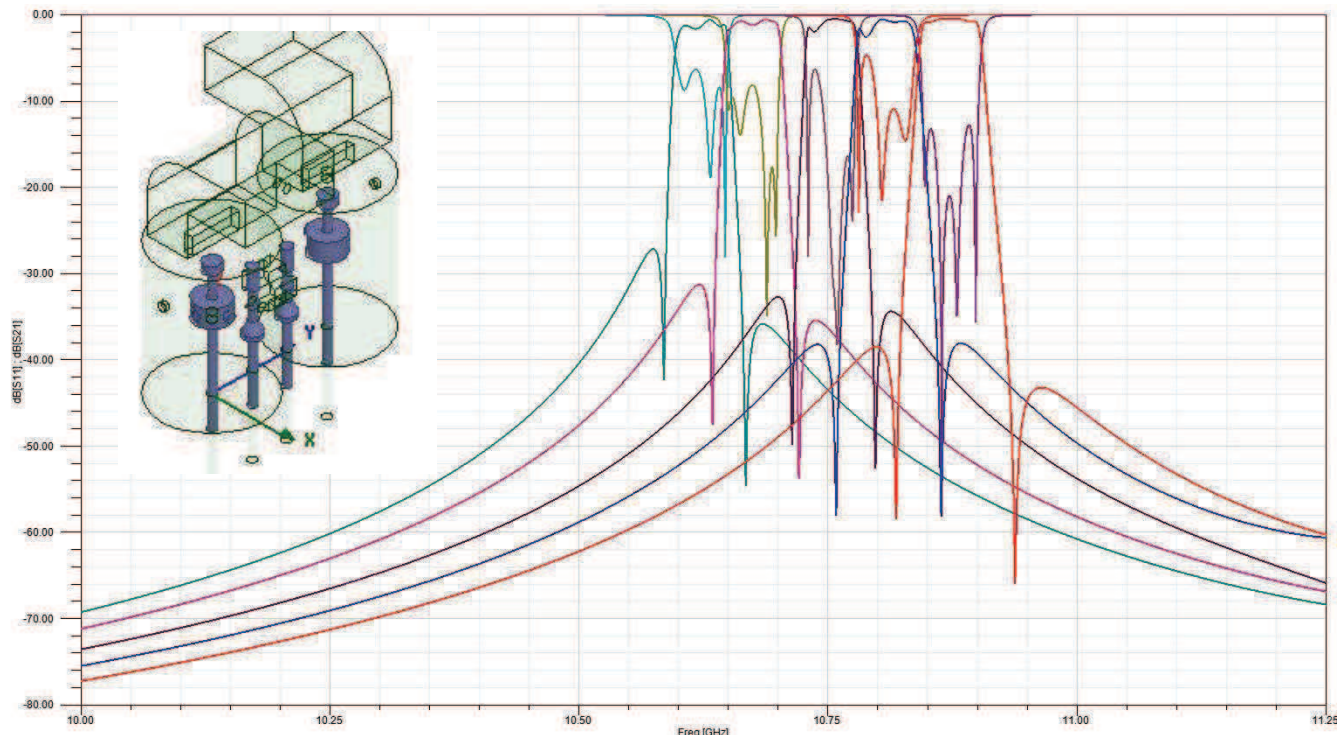


Figure 100: Pré-optimisation du filtre quatre pôles à translation de diélectrique

III.2.5 Conclusion

Bien qu'il faille continuer la phase d'optimisation, nous voyons clairement qu'il est possible de s'orienter vers une solution qui permettrait sur une large bande d'accord de conserver une bande passante constante, sur la base d'une généricité de réalisation des cavités, iris de couplage et éléments d'accord diélectriques.

Par ailleurs, nous nous sommes restreints à une unique commande. Toutefois, étant sûr de la généricité, c'est à dire à un montage et réglage au sol d'un filtre fixe dans sa durée de vie, il est tout à fait possible de découpler tous les couplages et les réglages fréquentiels afin de faciliter le réglage des bandes passantes et des fréquences. Le nombre de commandes n'est donc pas un facteur limitant.

III.3 Conclusion

Deux approches ont été envisagées pour la réalisation de la généricité sur une large bande BP_1 :

- L'utilisation d'une cavité et d'un diélectrique unique

Un diélectrique de forme cylindrique plonge progressivement dans la cavité suivant l'axe central de celle-ci. Un réglage indépendant des couplages est nécessaire par l'insertion de vis et/ou de diélectrique dans les iris. Cette solution permet d'avoir une agilité fréquentielle continue au détriment de l'excursion. Ainsi, plusieurs couples cavité/inserts diélectriques seraient à envisager pour couvrir toute la bande Ku.

➤ L'utilisation d'une cavité et de plusieurs diélectriques

Cette solution consiste en une cavité unique dans laquelle est inséré un diélectrique d'une seule pièce fixe dont la forme est optimisée en terme de pertes, de couplages, d'isolation et de maintien. Des vis de réglage permettent d'envisager le réglage de N filtres sur la base de N/2 inserts diélectriques de dimensions différentes. A priori, un seul corps de cavité permet de couvrir toute la bande souhaitée ; il faut cependant résoudre alors les problèmes d'isolation hors bande rencontrés. L'exploitation des méthodes de réalisation 3D (technologies additives) permet cependant de se donner la possibilité de générer des pièces de formes complexes.

PARTIE B : MULTISPOT EN BANDE KA

Les télécommunications spatiales tendent à se développer sur la bande Ka pour des liaisons tant montantes ([17,3 – 21,2] GHz) que descendantes ([27,5 - 31] GHz) comme Internet par exemple. Cela permet en outre d'avoir des bandes passantes plus larges qu'en bande Ku. Le besoin exprimé dans les réseaux de télécommunication du futur est par ailleurs fortement porté sur de la reconfigurabilité au quotidien afin d'optimiser l'utilisation de la bande passante et de la conformer à la demande durant son cycle journalier. Ainsi, pour une position géographique donnée, il est intéressant de faire passer beaucoup de données en journée mais peu la nuit. Ce besoin glisse géographiquement pour un temps absolu donné. Il faut donc adapter la bande passante à chaque spot d'émission.

Les bandes passantes des filtres spécifiées par le CNES et TAS doivent commuter de 125 MHz à 250 MHz ou à 375 MHz. Il s'agit donc sur cette base de concevoir un système de deux filtres à bandes cumulées de 500 MHz entre 19,7 GHz et 20,2 GHz :

- bande passante du filtre en bas de bande 125 MHz, en haut de bande 375 MHz
- bande passante du filtre en bas de bande 375 MHz, en haut de bande 125 MHz
- bande couverte par deux filtres de même bande passante 250 MHz

Ce n'est qu'une première étape ; ces spécifications vont évoluer vers un découpage en un nombre de canaux plus important, continûment accordables.

Pour une première étape de validation, afin de ne pas reporter la difficulté sur la fabrication des dispositifs hyperfréquences de faibles dimensions à ces fréquences, nous avons décidé de nous recentrer autour de 10 GHz avec des bandes passantes relatives équivalentes à celles requises en bande Ka. Cela nous permet d'envisager plus sereinement une fabrication et de ne laisser comme principale difficulté que la validation du concept d'accordabilité dans un premier temps, puis de multiplexage (thèse en cours à XLIM).

I Spécifications

I.1 Ordre des filtres en bande Ka

Au cours de la thèse, le besoin exprimé a évolué grâce à une meilleure lisibilité des dispositifs à venir. Initialement, le système devait comporter deux filtres à bandes cumulées de 500 MHz mais avec seulement deux états, soit un filtre avec une bande variable de 125 MHz à 250 MHz et l'autre de 250 MHz à 375 MHz. Sur cette base nous étai également données des informations sur les différentes rejections (fig.101).

Filtre 1	État 1	État 2	Filtre 2	État 1	État 2
F_0 / GHz	19,825	19,8875	F_0 / GHz	20,075	20,1375
B_u / MHz	250	375	B_u / MHz	250	125
Réjection / dB	À $f_0 \pm$ (MHz)	À $f_0 \pm$ (MHz)	Réjection / dB	À $f_0 \pm$ (MHz)	À $f_0 \pm$ (MHz)
-10	150	230	-10	150	85
-40	270	400	-40	270	150
-50	300	440	-50	300	160
-60	320	470	-60	320	170

Figure 101: Spécifications initiales des filtres en bande Ka pour du multispot

Pour répondre à ce besoin, nous avons déterminé la nécessité d'avoir au moins un filtre six pôles avec deux zéros de transmission, nombre le plus petit commun à tous les états. Ce besoin reste le même pour la nouvelle spécification car elle concerne les mêmes bandes passantes, soit deux filtres avec des bandes passantes de 125 MHz, 250 MHz et 375 MHz.

I.2 Spécifications des filtres en bande Ku

Dans un premier temps, nous avons convenu d'une étude autour de 10 GHz sur des filtres quatre pôles (fig102). En effet, cette topologie nécessite le contrôle des couplages et des fréquences des résonateurs, à l'identique du filtre six pôles décrit ci-dessus. Nous nous affranchissons ainsi des difficultés d'optimisation pour un filtre six pôles qui n'apportent pas d'informations supplémentaires pertinentes dans cette première phase. Dans le même esprit, le passage à 10 GHz permet de limiter les contraintes et tolérances de fabrication.

	e	1	2	3	4	s
e		1,09				
1			0,932		-0,213	
2				0,817		
3					0,932	
4						1,09
s						

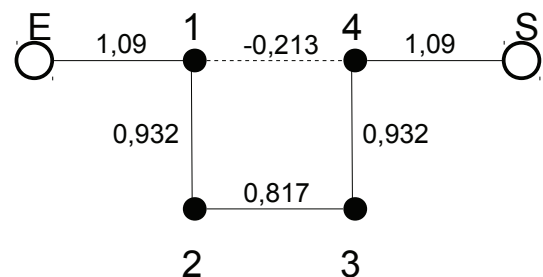


Figure 102: Matrice de couplage du filtre quatre pôles - 2TZ

Afin de conserver des bandes relatives équivalentes, nous devons donc obtenir des bandes passantes de 62,5 MHz, 125 MHz et 187,5 MHz. Ces valeurs ne prennent pas en compte de bande de garde nécessaire entre les filtres, nous avons donc réduit les bandes à 60 MHz, 120 MHz et 180 MHz entre 9,85 GHz et 10,1 GHz.

I.3 Choix du dispositif d'accord

Pour cette partie, nous avons choisi d'explorer les possibilités offertes par un accord continu. En effet, bien que les deux états discrets présentés au chapitre 2 étaient tout à fait adaptés à un saut de canal, ils ne permettent pas de converger vers un filtre accordable générique permettant au futur utilisateur plus de flexibilité dans le choix de la bande passante des filtres, et de leurs fréquences centrales. Pour cela, il est indispensable d'avoir une commande pour les couplages différenciée de la commande pour accorder les fréquences des résonateurs.

Le mode choisi est toujours le TE_{112} . Par ailleurs, les facteurs de qualité nécessaires sont moins exigeants au regard des bandes passantes à réaliser. Ainsi des facteurs de qualité de l'ordre de 8 000 sont acceptables pour une bande passante supérieure à 125 MHz.

II Études de variations de couplages et de fréquences

II.1 Rotation d'inserts diélectriques elliptiques pour l'accord des couplages par iris

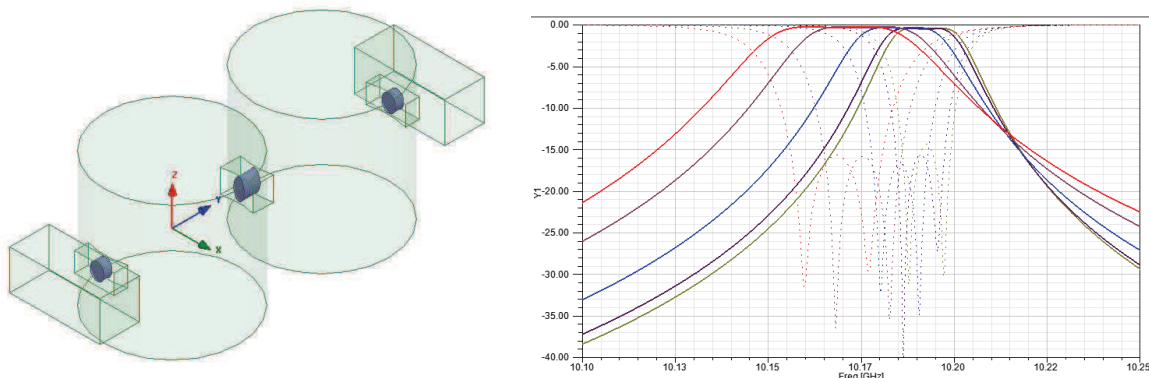


Figure 103: Evolution continue des couplages E/S et inter-cavités par rotation d'inserts ellipsoïdaux

En se basant sur l'expérience acquise lors de l'étude du filtre à saut de canal, nous avons intégré des inserts diélectriques elliptiques au sein des iris de couplage. La forme elliptique permet en effet de faire évoluer le couplage de manière progressive. Lorsque le plus petit axe de l'ellipse est orienté suivant z, cela correspond au couplage le plus faible tandis que le couplage le plus élevé est assuré par le grand axe orienté suivant z (fig. 103). Toutes les ellipsoïdes servant à régler les couplages d'entrée/sortie et inter-cavités sont sur le même axe et sont solidaires ; nous avons ainsi repris le concept développé dans le cadre du filtre à saut de canal. La rotation se fait donc uniformément à l'aide d'une seule commande. Afin d'optimiser au mieux les couples couplages entrée/sortie et le couplage inter-cavités, il faut adapter les dimensions des axes des ellipses. Dans le cas présenté, l'ellipse inter-cavités est de grand rayon 2,7

mm avec un ratio de 0,5 entre grand et petit rayon, et les ellipses en entrée/sortie sont de grand rayon 2,2 mm avec un ratio 0,8.

Cela permet de passer d'une bande passante équiondulante de 14 MHz à 24 MHz. Le rapport est donc assez faible au vu du contraste nécessaire de rapport 1:3, ce qui oblige à imaginer une autre solution. Nous remarquons également que la fréquence diminue quand le couplage augmente, ce qui est normal car le champ s'étend plus dans les iris. Il est donc impossible de modifier le couplage sans impacter la fréquence de résonance avec un unique élément.

II.2 Translation de plots pour les couplages d'iris

II.2.1 Plongeurs diélectriques

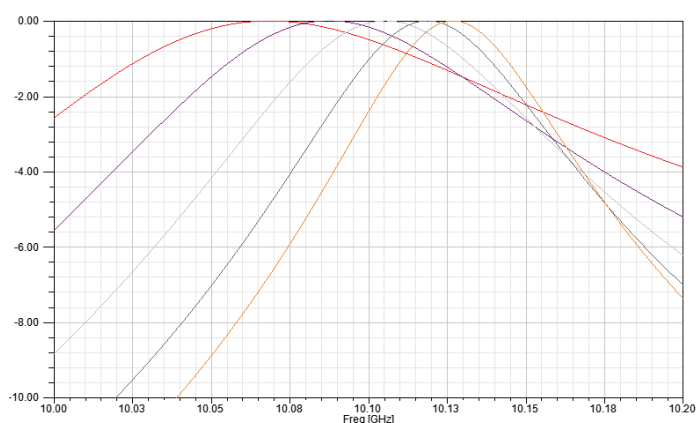
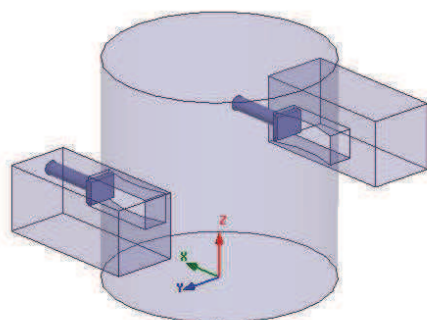


Figure 104: Ajout de plongeurs diélectriques dans les iris de couplage

Nous avons ajouté des plots diélectriques en translation dans les iris pour étudier leur effet sur le couplage, et tenter de renforcer leur plage d'accord. Lorsque la pièce diélectrique évolue vers le centre de l'iris, ce dernier acquiert une permittivité équivalente plus élevée, ce qui concentre le champ électrique et favorise l'augmentation du couplage. Nous constatons en effet figure 104 que ce système permet une forte variation des couplages. La géométrie des inserts peut potentiellement être adaptée pour atteindre la variation de couplage souhaitée. Il faut être vigilant cependant avec l'interface entre le diélectrique et les parois de l'iris. En effet, il ne peut y avoir contact car d'une part, il ne serait pas parfait et provoquerait des interactions incontrôlables avec le champ EM, et d'autre part, cela induirait des frottements non souhaitables. De la même façon, le gap ne doit pas être trop petit sans quoi le champ serait trop fortement concentré dans cette zone, ce qui entraînerait une trop grande sensibilité aux dimensions géométriques, non compatible avec les tolérances de fabrication.

En comparaison avec la rotation d'éléments, cette technique est moins encombrante et les éléments sont relativement indépendants pour le réglage au sol.

Par ailleurs, les pièces présentent un rapport de forme bien plus adapté aux techniques de fabrication.

II.2.2 Plongeurs métallisés

Nous avons métallisé une face des plots afin d'observer l'effet sur les couplages (fig.105).

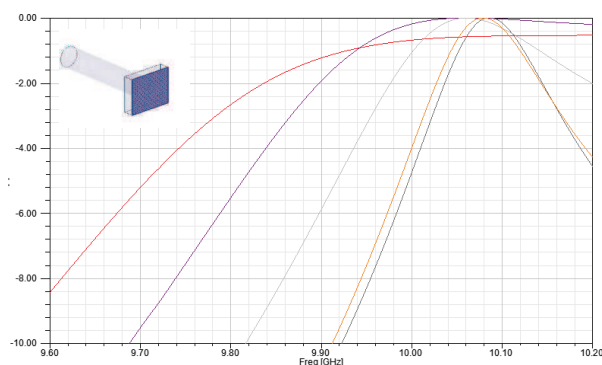


Figure 105: Métallisation de la surface du plongeur

Les résultats de simulation montrent que, pour un couplage fort, le système devient très sensible et semble peu contrôlable. Cette solution n'est donc pas retenue.

II.3 Translation de plots pour les couplages inter-polarisations

II.3.1 Vis diélectriques

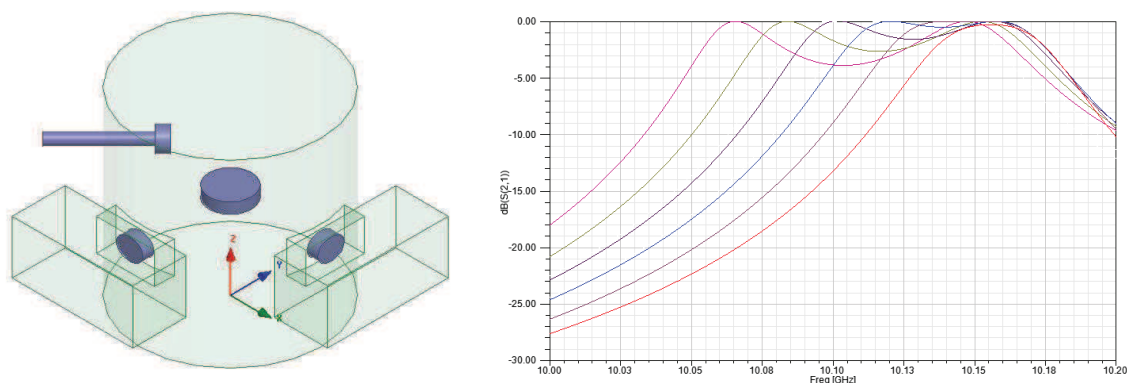


Figure 106: Evolution continue du couplage inter-polarisations par vis diélectrique

Pour la variation des couplages inter-polarisations, nous nous sommes inspirés des vis de couplages. Nous n'avons pas souhaité intégrer des inserts métalliques mobiles car cela créerait un effet coaxial en sortie de cavité, en présence d'un gap d'air entre insert métallique et cavité, et donc des fuites de champ difficilement contrôlables. Nous contournons ce problème en insérant des vis diélectriques ; il faut alors simplement vérifier que la fréquence de coupure de cette forme de guide diélectrique est bien supérieure à la fréquence de travail.

Les vis sont insérées à 45° des polarisations et sont mobiles en translation dans le plan XY. Plus elles sont enfoncées, plus le couplage est élevé. Ce système est très efficace pour obtenir une forte variation de couplage.

II.3.2 Plots en centre de cavité

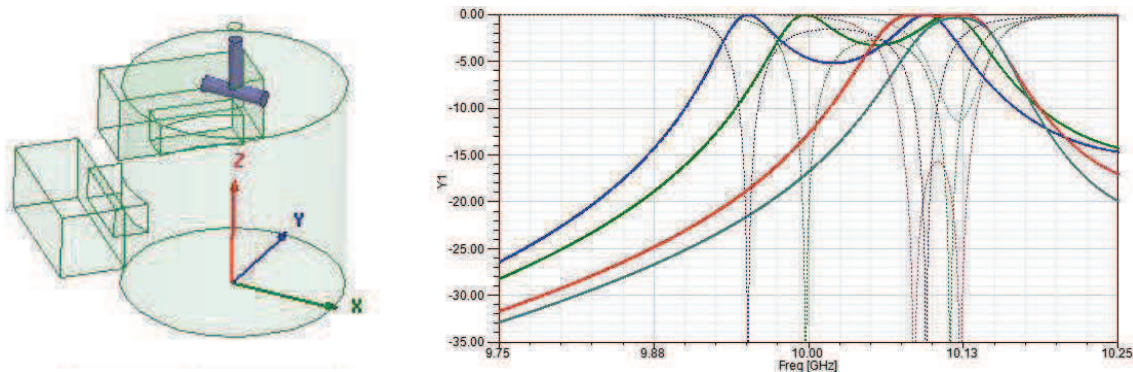


Figure 107: Insertion de plongeurs à 45° au centre de la cavité pour le couplage inter-polarisation

Une autre solution consiste à intégrer un plongeur au centre de la cavité, orienté à 45° des deux polarisations (fig. 107). L'insert diélectrique évolue en translation vers un maximum de champ E. Ainsi plus l'enfoncement est important, plus le couplage est élevé. La longueur du cylindre et son diamètre peuvent être ajustés sachant que plus ils seront élevés, plus l'effet qu'ils auront (décalage en fréquence, énergie emmagasinée) sera important. Par rapport à la solution proposée dans le paragraphe précédent (vis diélectriques), cette technique permet de placer la commande dans l'axe z de la cavité, ce qui peut être d'intérêt.

Par ailleurs, afin de créer des zéros de transmission pour ce filtre deux pôles, il suffit de tourner l'élément de 90° autour de z.

II.4 Translation de cylindres pour le décalage fréquentiel

L'accord fréquentiel peut se faire simplement par des blocs en translation dans le centre de la cavité suivant la direction z (fig. 108). L'idée est de faire évoluer l'insert diélectrique dans le sens de variation du champ électrique et ainsi contrôler la fréquence de chaque cavité. La forme des plots est ici choisie symétrique (cylindrique) pour obtenir un même décalage fréquentiel pour les deux polarisations. D'autres formes sont également possibles. Dans un second temps, cette forme peut tendre vers une ellipse afin de rattraper les désynchronisations des polarisations.

Pour le cas étudié, le décalage fréquentiel maximum nécessaire est de 60 MHz,

et est donc largement atteint. L'excursion peut être adaptée en réglant le diamètre du cylindre et sa hauteur ainsi que la longueur de translation. Nous notons une légère modification des couplages mais qui reste toutefois faible. Nous validons donc ce système pour le contrôle fréquentiel.

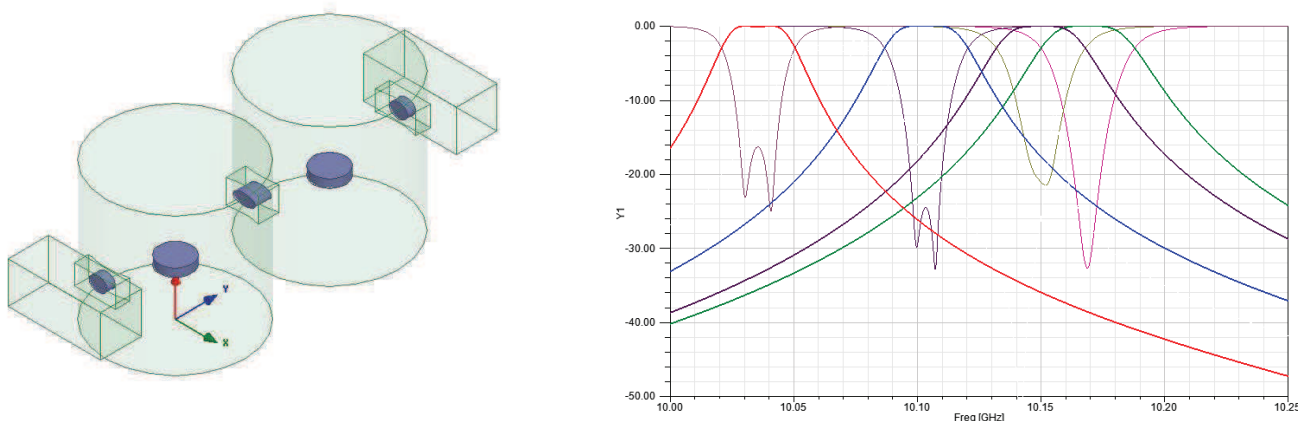


Figure 108: Evolution de la fréquence par translation de diélectrique

III Adaptation de la cavité

III.1 Choix des dispositifs des commandes / iris colinéaires

En se référant à la figure 108, il faudrait prévoir une commande en translation pour l'accord des fréquences et une commande en rotation pour l'accord des couplages dans les iris. De plus, une commande supplémentaire devrait être ajoutée pour le couplage inter-polarisation, voire deux (sur le filtre quatre pôles) en utilisant des vis diélectrique à 45° (fig 20). Une telle topologie nécessiterait ainsi trop de commandes. Par ailleurs les éléments compris dans les iris seraient liés et la longueur trop importante de l'axe engendrerait un rapport de forme défavorable.

Ainsi, pour l'accord des couplages dans les iris, nous avons choisi des plots diélectriques non métallisés commandés en translation qui permettent un bon contraste de couplage. Pour le réglage des couplages inter-polarisations, les vis diélectriques à 45° des axes de polarisation des modes sont très efficaces, cependant leurs orientations ne sont pas propices à la réduction du nombre de commandes. Il est donc plus pertinent d'utiliser des plongeurs, à 45° également des polarisations, mais en centre de la cavité. L'avantage majeur est que le contrôle de tous les couplages se fait par une translation dans une même direction. Nous avons dissocié la commande liée au contrôle des fréquences dans un souci d'indépendance des réglages de bande passante et de fréquence centrale comme indiqué auparavant. Nous avons choisi une forme en croix pour cet accord en fréquence car elle présente moins de matière (donc moins de pertes) mais suffit à obtenir le décalage fréquentiel souhaité. De plus, la forme peut être facilement dissymétrisée si une polarisation à besoin d'être corrigée au

cours du réglage. La commande pour le réglage de la fréquence centrale est placée sur la face plane des cavités opposée à celle où sont positionnées les commandes d'accord de la bande passante. Tous les iris sont par ailleurs orientés dans la même direction (fig.109).

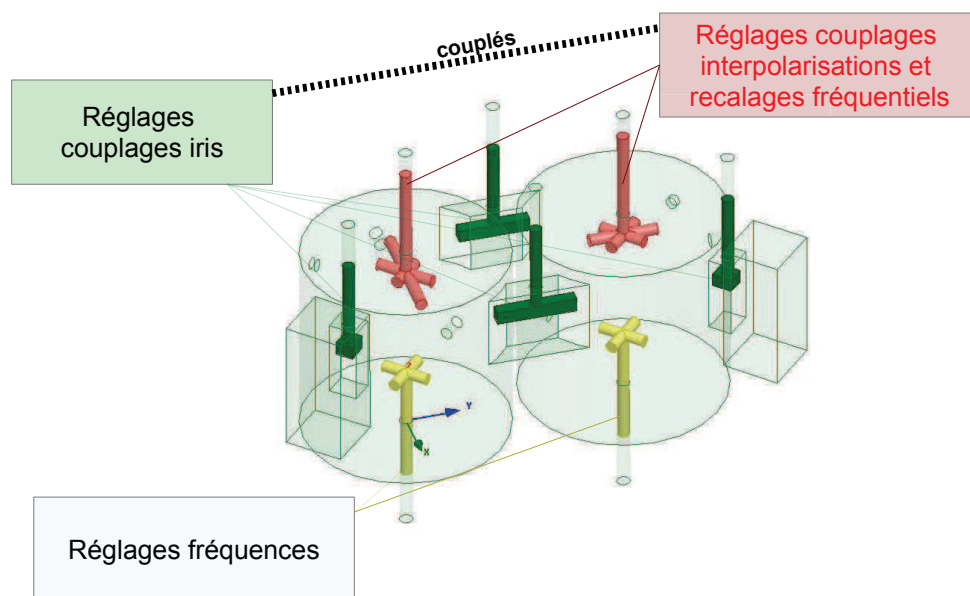


Figure 109: Topologie du filtre accordable continu

Comme nous l'avons observé, la modification des couplages engendre des modifications fréquentielles. De plus ces dernières ne sont pas identiques. En effet, les iris d'entrée/sortie sont couplés à la première polarisation. Ainsi lorsque le couplage augmente dans les iris, cette polarisation est plus impactée que la seconde. Par conséquent, il y a un décalage non symétrique des fréquences des polarisations. Pour rattraper ce défaut, nous avons ajouté des inserts diélectriques cylindriques liés aux dispositifs de contrôle des couplages inter-polarisations, dans la direction des polarisations.

III.2 Simulations à vide

Nous avons simulé la cavité vide afin de vérifier qu'il était possible d'obtenir une réponse de filtre avec une telle configuration d'iris, ce qui s'est révélé positif (fig.110). Les iris d'accès sont positionnés au trois quart de la hauteur de cavité.

La réponse présente le filtre quatre pôles bien adapté et sans parasites. L'épaisseur des iris a été portée à quatre millimètres afin de prévoir l'insertion des éléments diélectriques de deux millimètres de diamètre.

Des vis de réglage sont nécessaires en l'absence d'inserts diélectriques ; nous avons inséré par cavité une vis de couplage et des vis pour accorder les fréquences des

polarisations (dfi). Les vis df2 et df3 sont reportées en bas de cavité à cause des iris.

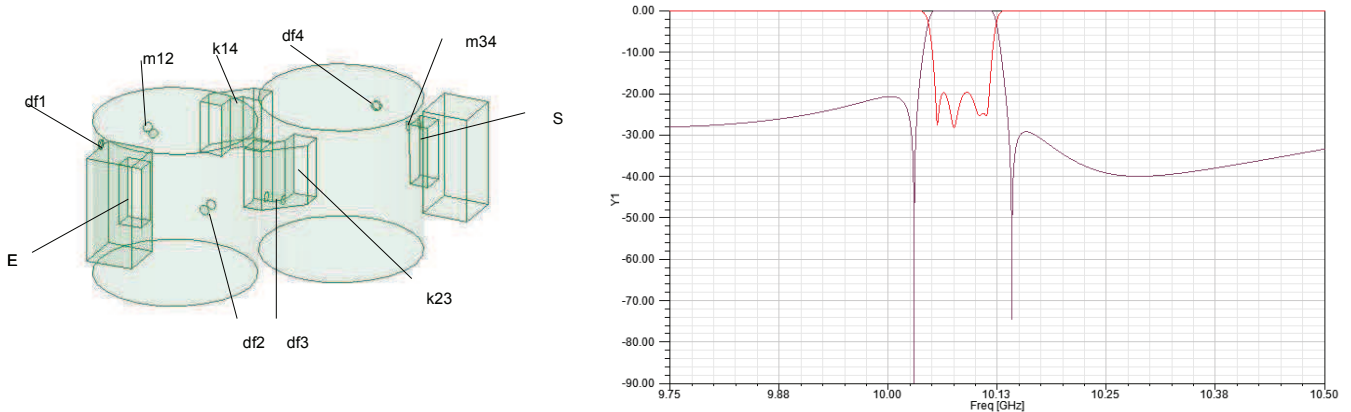


Figure 110: Simulation de la cavité à vide

III.3 Matériaux diélectriques employés pour réaliser les inserts

Une nouvelle alumine a été développée, dans le cadre du projet ATOMIQ (ANR), par l'UMR CNRS SPCTS de Limoges, pour améliorer les performances hyperfréquences obtenues classiquement. Ses caractéristiques mesurées à 10 GHz sont les suivantes :

- $\epsilon = 9,9$
- $\tan\delta = 3.10^{-5}$
- $\tau_f = -58 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$

Nous profitons de ces excellentes performances pour évaluer celles des filtres accordables.

III.4 Faisabilité

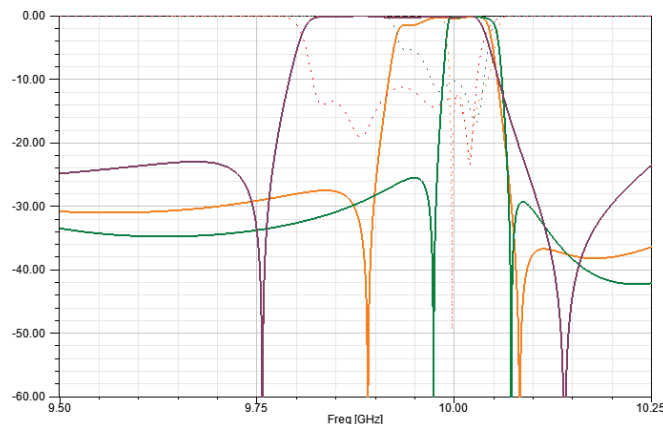


Figure 111: Étude de faisabilité du filtre à translation de diélectrique

Nous avons testé la faisabilité du dispositif en concevant trois filtres de 60 MHz, 120 MHz et 180 MHz de bande passante (fig.111). Les courbes présentées ne sont pas ici obtenues par seule translation des éléments diélectriques. Des dimensions

de cavité et de vis de réglage ont été réadaptées. Cela nous permet de vérifier si les bandes passantes demandées sont réalisables avec le dispositif présenté. Il faut ensuite optimiser les valeurs géométriques des paramètres de la structure pour obtenir les trois états avec seulement une translation des éléments de commandes.

IV Optimisation des dimensions du filtre accordable

IV.1 Simulations du filtre quatre pôles

Tous les états sont dépendants les uns des autres avec la topologie choisie. Il faut donc co-optimiser tous les états pour tendre vers un compromis acceptable. Pour autant, de par la répartition du champ et la position des éléments diélectriques, nous obtenons une plus faible bande passante lorsque les pièces diélectriques sont en haut de cavité. Pour cet état, l'action des vis de réglages est prépondérante par rapport à l'effet des inserts diélectriques. Cette tendance s'inverse lorsque ces derniers pénètrent dans la cavité. Cela permet une latitude de réglage intéressante.

Les valeurs à optimiser sont les dimensions des plots diélectriques, les longueurs des cylindres diélectriques et les positions des inserts suivant l'axe z (figure 112). Les tiges de maintien sont de diamètre deux millimètres (compromis entre perturbation et pertes engendrées et stabilité mécanique). Afin d'éviter des problèmes de contact ou de concentration de champ entre les plots diélectriques et les parois des iris, nous avons prévu un écart minimum de un millimètre entre matériaux métalliques et diélectriques.

Pour faciliter la fabrication, il est possible de considérer des iris inter-cavités non plus en trois segments mais un seul sans incidence notable sur la réponse. En comparant deux matrices (une pour chaque configuration d'iris), la seule différence est que les iris étant plus courts lorsqu'ils sont formés d'un guide rectangulaire rectiligne, le couplage est légèrement plus élevé pour une même hauteur d'iris (ce qui peut être compensé par la quantité de matière diélectrique de l'insert d'accord).

A ce stade, l'optimisation ne peut être totalement achevée pour atteindre l'objectif fixé. Nous présentons les résultats obtenus figure 113. Concernant le décalage fréquentiel, pour un déplacement d'un quart de la hauteur de cavité, il est de 125 MHz, sachant que 60 MHz seulement sont nécessaires. Nous constatons une désadaptation des couplages lors de cet accord fréquentiel. D'après l'identification de ces derniers sur la bande basse, nous constatons que les couplages inter-polarisations sont trop forts.

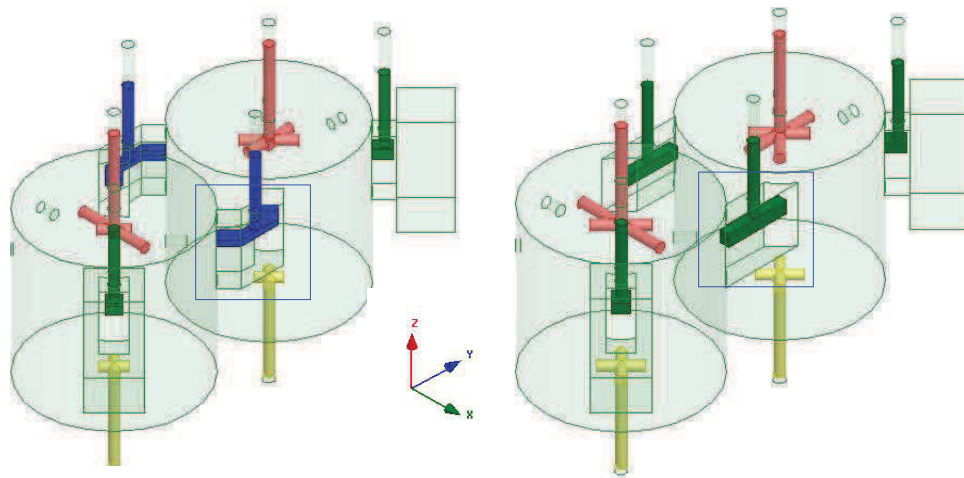


Figure 112: Iris inter-cavités en trois segments et en un seul segment

Par ailleurs, une translation de quelques millimètres (3,3 mm sur les résultats présentés) permet d'obtenir l'accord des bandes passantes nécessaires, de 60 MHz à 180 MHz. Cette action induit également une chute de la fréquence de résonance. Il faut donc combiner les deux actions de commandes pour obtenir les états souhaités, ce qui ne présente pas de problème particulier. Enfin les adaptations observées sont proches de -10 dB.

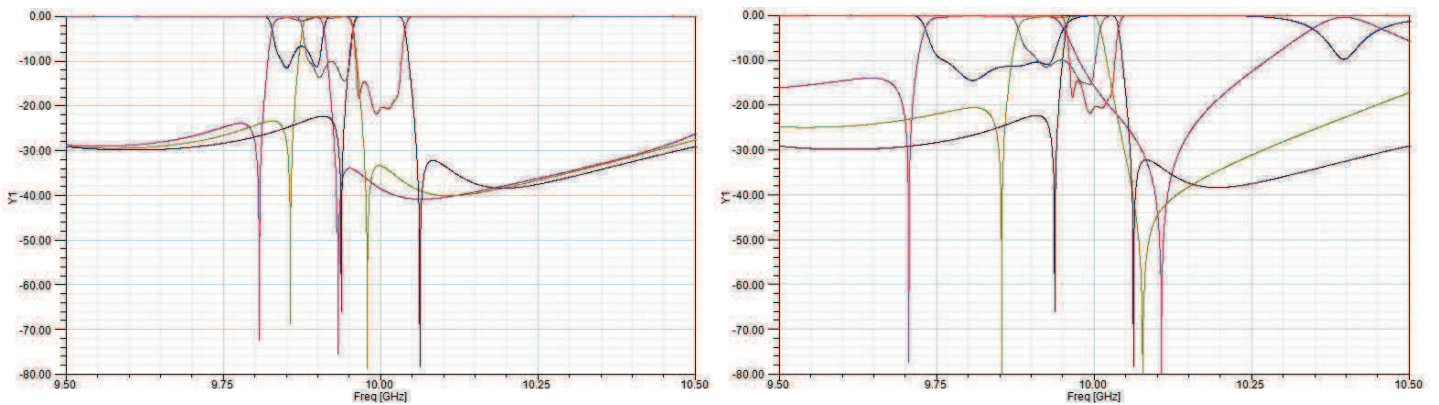


Figure 113: Décalage fréquentiel pour une bande passante de 60 MHz, variation de couplage avec éléments de commande en fréquence fixes

Associée à ces résultats, nous avons effectué une analyse en oscillations libres de la structure globale (avec les accès). Pour la bande à 60 MHz, le facteur de qualité varie de 10 000 à 14 000 selon la polarisation. Le plus faible facteur de qualité est logiquement observé lorsque le champ se concentre dans les iris, ce qui génère des pertes. Concernant la bande passante de 180 MHz, le facteur de qualité chute au plus bas à 7 000. Cependant le besoin en niveau de facteur de qualité est moindre pour une bande relative importante. Pour la commande en fréquence, le facteur de qualité est plus élevé lorsque qu'elle est au quart de la cavité (chute d'environ 1 000 entre les états extrêmes). Ce fait est à prendre en compte pour optimiser les performances du

filtre, d'autant qu'un déplacement d'un huitième de la cavité peut être suffisant.

En conclusion, bien qu'il reste à optimiser le filtre pour obtenir de meilleures performances, cette étude montre la faisabilité de ce dispositif. Par ailleurs, un mode parasite intervient pour une forte bande passante, proche de la bande de fonctionnement.

IV.2 Mode parasite

Lorsque les inserts diélectriques plongent dans les iris, ils augmentent le couplage et facilitent le passage d'énergie entre les deux cavités. Autrement dit, la permittivité effective de l'iris est plus élevée. Or, pour l'iris assurant le couplage entre les polarisations deux et trois, l'effet combiné de la taille de l'iris et de la présence forte du diélectrique provoque l'apparition d'une résonance dans cette zone (fig.114). De plus, sa fréquence de résonance se situe entre 10,25 GHz et 10,5 GHz suivant le cas. L'inconvénient majeur que nous observons très bien figure 113 est que le parasite perturbe la réponse du filtre. Nous voyons que le flan droit présente un gros défaut de sélectivité induit par le couplage de ce mode parasite. Cela rend difficile le réglage de cet état. Cet effet s'observe tant sur les iris inter-cavités droits qu'en trois segments.

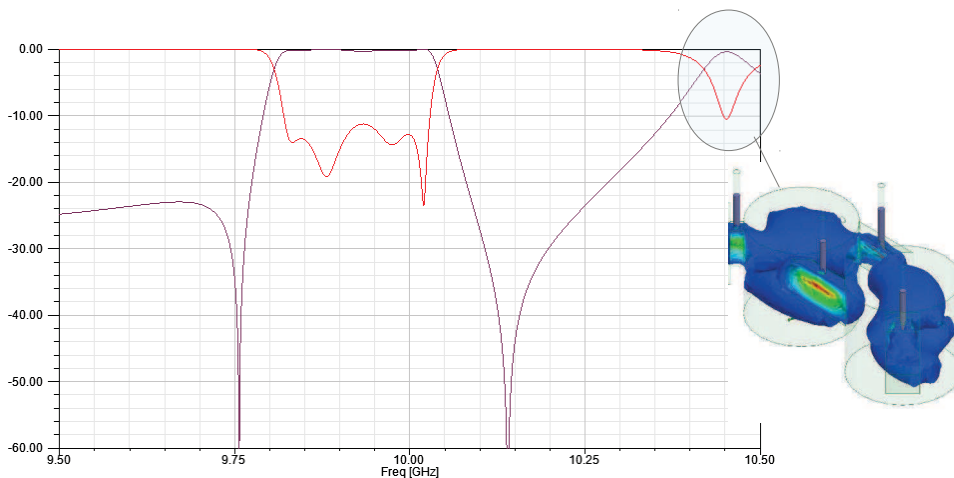


Figure 114: Mode parasite : résonance dans l'iris m_{23}

Il faut donc trouver un moyen d'amortir ou de décaler cette résonance parasite. Nous avons de manière superficielle étudié quelques possibilités parmi lesquelles :

- l'ajout d'un deuxième iris m_{23} colinéaire à celui du haut, en bas de cavité
- la métallisation du plot diélectrique situé dans l'iris m_{23}
- l'allongement des iris inter-cavités
- l'utilisation d'une forme cylindrique pour le diélectrique dans l'iris m_{23}
- le remplacement de l'alumine par de la zircone, de permittivité plus forte, dans l'iris m_{23}

- l'élargissement de l'iris m_{23} .

Aucune de ces solutions nous a permis de supprimer l'effet de résonance. A ce stade nous n'avons pas trouvé de solution permettant d'envisager la fabrication d'un prototype.

IV.3 Topologie transversale

Un des problèmes soulevés dans la topologie précédente est le fait qu'une polarisation est plus affectée par l'évolution des couplages que l'autre. Pour atténuer cet effet, nous proposons une topologie transversale, qui rend indépendantes et très similaires les voies de couplage propres à chaque polarisation, en dehors des techniques de combinaison d'entrée et de sortie. Par ailleurs, la pièce de diélectrique assurant le couplage inter-polarisation n'est plus nécessaire pour cette nouvelle topologie. Le système se réduit donc à une cavité avec des commandes pour les couplages aux accès et les couplages inter-résonateurs, puis un diélectrique symétrique pour l'évolution fréquentielle.

La matrice de couplage est représentée figure 115 avec le dispositif de commandes. Nous avons ramené tous les éléments sur une même face. Bien que l'idée soit théoriquement bien adaptée, il est très difficile de régler une réponse de filtre telle que présentée. Après plusieurs essais, nous n'avons pas abouti à une transmission correcte. Le système est extrêmement sensible en simulation et par expérience, sa fabrication se révélerait délicate et de nombreuses divergences seraient potentiellement constatées par rapport à la conception logicielle. Cette idée a donc été abandonnée.

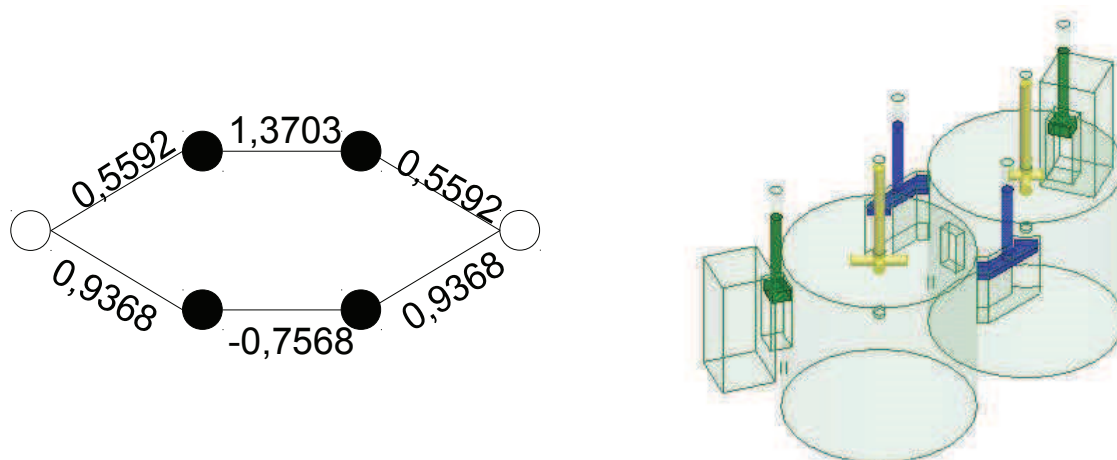


Figure 115: Matrice et topologie transversale

V Conclusion

Dans les télécommunications spatiales, l'utilisation de la bande Ka alliée à une grande flexibilité des systèmes demande des dispositifs hyperfréquences capables de s'adapter au flux d'informations en temps réel. En terme de filtrage, cela implique des filtres avec des bandes passantes, et corollaire, des fréquences variables à l'envi.

Nous avons étudié une solution avec un fort accord en bande passante et en fréquence centrale de manière continue. Nous avons décidé de ne pas nous restreindre à la spécification fournie, mais plutôt de fournir un système plus générique. Idéalement, un filtre accordable pourrait permettre par une commande ou deux d'obtenir n'importe quelle fréquence et n'importe quelle bande passante. Ceci est irréalisable du point de vue de la technologie et nous pouvons au mieux accomplir cette tâche sur une bande de fréquence restreinte. A notre connaissance, aucune publication ne montre un filtre accordable comportant des contrôles de couplages et de fréquences strictement indépendants. Cette synchronisation est problématique et nécessite une optimisation complexe et conjointe de tous les états.

La solution que nous avons retenue nécessite seulement deux commandes. La première en bas de cavité permet de contrôler les fréquences centrales avec un impact relativement faible sur les couplages. La deuxième regroupe tous les dispositifs de contrôle des couplages en haut de cavité. Pour avoir un mouvement synchronisé, nous avons défini les iris dans un même plan. La variation du couplage dans ces derniers est assurée par l'insertion progressive d'un plot diélectrique dont la forme épouse la coupe transverse de chaque iris avec un espacement de un millimètre entre le diélectrique et les parois. Les couplages inter-polarisations sont assurés par un plot diélectrique en centre de cavité qui descend au sein de celle-ci. Son orientation est à 45° des deux polarisations. Lorsque les couplages évoluent, l'impact sur les fréquences des polarisations est non négligeable d'une part, et non homogène d'autre part. Pour pallier au premier problème, il faut jouer avec la commande en fréquence, et pour le second, nous avons ajouté des cylindres diélectriques couplés aux cylindres de couplage dans les directions des vis dfi.

La solution obtenue montre la faisabilité du système retenu même si la phase d'optimisation n'est pas arrivée à son terme. L'apparition d'une résonance d'iris pour une bande passante de 180 MHz affecte la réponse du filtre et aucune solution n'a pour l'instant été trouvée pour régler ce problème. Nous avons donc les prémices d'un filtre continuellement accordable avec un contraste en bande passante de 1:3. Le passage en six pôles ne présente pas de difficultés fondamentales supplémentaires et le passage en bande Ka engendre des difficultés au niveau de la fabrication car il implique une diminution des dimensions. Les facteurs de qualité mis en jeu sont satisfaisants et le système se limite à seulement deux commandes ; il pourrait être

adaptable en une seule commande pour une spécification où fréquence et bande passante évolueraient de manière monotone. Enfin, pour limiter l'impact des pertes, il est possible de travailler sur un mode d'ordre plus élevé afin de bénéficier d'un facteur de qualité plus élevé au niveau de la cavité.

Chapitre 4

Prototypage rapide par impression plastique - application au filtrage

I Introduction

Nous décrivons dans ce chapitre comment et pourquoi nous avons pris le parti d'avoir recours à la fabrication additive plastique (appelée par raccourci l'impression plastique 3D) pour une phase de prototypage. C'est essentiellement pour des raisons de coûts et de temps de réalisation mais aussi pour appréhender les possibilités offertes par ces systèmes ainsi que leurs limites. En effet, leur évolution permet d'atteindre des résolutions compatibles avec la fabrication de dispositifs hyperfréquences. Ainsi, il est indispensable dans le cadre de la recherche de s'intéresser de près à ces outils qui peuvent conduire à une rupture technologique s'ils s'avèrent viables dans des systèmes fonctionnels commercialisables

Des substrats plastiques peuvent être facilement utilisés pour la réalisation de circuits planaires avec une impression de pistes à base de solution chargée en nanoparticules d'argent [1]. L'utilisation du plastique est intéressante pour sa flexibilité, son prix et sa résistance à l'environnement. Toutefois, il y a encore peu de dispositifs volumiques utilisant des plastiques. Dans [2], des filtres volumiques en guide d'ondes avec iris sont fabriqués par injection puis sont métallisés par un processus chimique. Ils sont directement implémentés sur un circuit planaire par le biais d'une transition. Les résultats sont encourageants avec des pertes d'insertions de 1,8 dB à 42 GHz (pour une spécification à 3 dB). L'intérêt est de faire de la production de masse de systèmes bas coûts en prévision des nouvelles applications de télécommunications qui vont demander un plus grand nombre de dispositifs. Des résonateurs coaxiaux en $\lambda/4$ montés sur un circuit planaire sont décrits dans [3]. Ils sont également fabriqués en moulage. Toutefois, requérant une précision inférieure à 50 μm , les résultats montrent une désadaptation et des pertes atteignant 2,5 dB à 2 GHz. Ces exemples dépassent le simple état de prototypage et constituent une vision complémentaire du potentiel de ces technologies.

Dans un premier temps, nous exprimons les enjeux de la fabrication plastique, les moyens dont nous disposons et l'intérêt d'intégrer ces dispositifs dans la chaîne de conception. Ensuite nous exploitons l'impression plastique 3D pour mieux mesurer les enjeux liés au filtre accordable à saut de canal en bande Ku (chap 2). Nous évoquons la facilité d'analyse résultante et les évolutions que cela a induit sur le filtre pour optimiser son fonctionnement. Enfin nous utilisons la fabrication plastique pour valider des nouveaux principes d'accords sur la base de filtres plan E et de filtres à cavités avec parois mobiles, mesures à l'appui.

II Intégration de l'impression plastique dans la phase de conception

II.1 Contexte et Enjeux

Lors de la conception d'un filtre volumique, la phase de fabrication est très critique en terme de délais et de coûts. Or, pour le développement de nouveaux principes de tels filtres, il est souvent indispensable de passer par plusieurs étapes de prototypage car de nombreux aspects sont à prendre en compte. Au final, l'obtention du produit fini s'étale sur quelques années. Cela peut donc freiner toute prospection pour le développement de nouvelles approches par manque de moyens et de temps.

Dans cette optique, nous avons choisi d'utiliser l'impression plastique tridimensionnelle à travers la FDM (*Fused Deposition Modelling*) et le Polyjet. L'intérêt pour nous est de valider des principes préliminaires en réduisant les coûts de plusieurs milliers à quelques centaines d'euros, ainsi que les délais de fabrication de plusieurs semaines à quelques heures. Ceci se fait au détriment des performances électromagnétiques, ce qui n'est pas rédhibitoire lors de cette première étape.

Pour aller plus loin, la fabrication traditionnelle peut impliquer des contraintes à prendre en compte dans les simulations électromagnétiques. Le système RF est dans ce cas tributaire de la fabrication et doit s'y conformer. Cela impose une limite sur les formes employées. Comme vu au chap 1-III-2, la fabrication additive métallique pourrait permettre d'élargir le champ des possibilités géométriques et donc électromagnétiques.

II.2 Moyens : FDM et Polyjet

Dans un premier temps, nous avons eu accès à l'imprimante uPrint de chez Stratasys fonctionnant sur le principe de fil plastique fondu (FDM). Par la suite, pour des gains en précision, nous nous sommes orientés vers l'imprimante Objet260 connex1 de chez Stratasys fonctionnant par dépôts de liquide plastique à travers des buses d'impression (Polyjet) [4].

II.2.1 FDM

Cette technique est très rapide (quelques heures de fabrication) et peu coûteuse (de l'ordre de la centaine d'euros pour un deux pôles en bande X). Elle consiste en la construction couche par couche de la structure à l'aide d'un fil de polymère ABS de diamètre 254 μm qui est fondu puis déposé. Un plastique sacrificiel structurel, de type polymère (ref. SR-30), est aussi employé pour maintenir la pièce lors de son impression. L'ensemble est ensuite plongé dans un bain de Na_2CO_3 pour dissoudre ce polymère servant de matériau de support.

Les précisions sont limitées par le diamètre du fil fondu à savoir 254 μm . L'état de surface obtenu est très rugueux, ce qui rend délicat la phase de peinture de la pièce. Par ailleurs, ce plastique est à la fois rigide et léger.

II.2.2 Polyjet

Un polymère, le VeroWhite est déposé par impression puis insolé par UV. Les parties faisant office de support ne sont pas insolées. Elles sont enlevées par un jet d'eau sous pression à la fin de la fabrication. L'imprimante dispose de plusieurs matériaux mais aussi de deux modes de fonctionnement : *High Speed* (HS) et *High Quality* (HQ).

Plus coûteuse que la précédente, cette technique reste abordable et offre des précisions et états de surface bien meilleurs. En effet, elle annonce une résolution de 33 μm en HS et 16 μm en HQ dans la direction de croissance. Dans le plan transverse, les résolutions sont inférieures à 80 μm sur de petites dimensions.

II.3 Nouvelle approche de conception (fig.116)

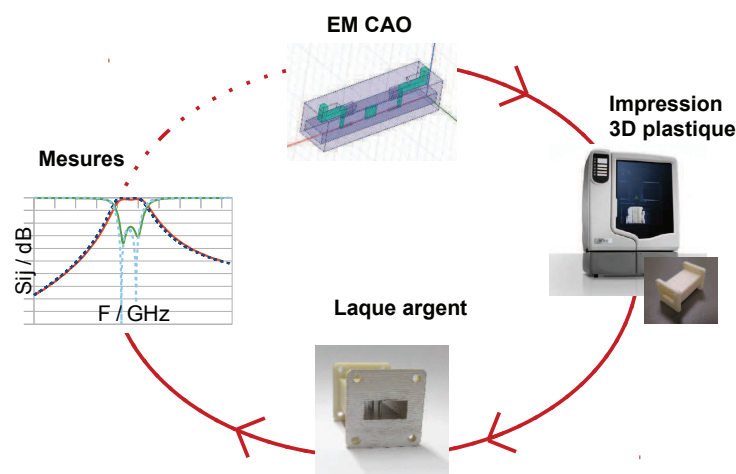


Figure 116: Synoptique de la conception d'un filtre par impression plastique

Classiquement, la première phase pour répondre à une spécification de filtrage est le choix de la technologie la mieux adaptée, souvent contrainte par la taille, le coût et les performances exigées. Après cette étape et les différentes synthèses pour obtenir la topologie de filtre nécessaire, un logiciel de simulation électromagnétique est utilisé. Cela permet d'optimiser les dimensions de la structure en prenant en compte la nature des éléments la constituant.

L'intérêt de l'impression plastique s'exprime dès la deuxième phase. En effet, il

suffit de dessiner la structure et de l'envoyer à un logiciel de traitement pour la mise en forme des différentes couches d'impression. En quelques heures, la pièce est fabriquée.

La troisième phase consiste à peindre les parois utiles avec une laque métallique. Nous avons utilisé de la laque argent de chez Ferro (ref. L-200N). La conductivité maximale mesurée sur le plastique est d'environ $\sigma = 23 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$, obtenue pour trois couches de laque. L'utilisation d'un bain électroless est également envisageable. Par la suite, le filtre est séché à une température inférieure à 70°C dans une étuve afin d'éliminer les matériaux organiques de la laque, sans déformer la pièce, sachant que son HDT (*Heat Deflection Temperature*) vaut 82°C sous $1,82 \text{ MPa}$. Cette température correspond aux premières observations de déformation sous contrainte. Dans le cas du matériau utilisé par la Polyjet, il faut limiter cette température à 50°C . Enfin, il ne reste plus qu'à mesurer la réponse du filtre lors de la quatrième phase.

La précision de fabrication est de l'ordre de $100 \mu\text{m}$. Les dispositifs accordables fabriqués par cette technique ne sont pas intégrables dans des systèmes pour le moment. En effet, il y a beaucoup de pertes rapportées par le plastique (rugosité, hétérogénéité de la peinture, congés), notamment lorsque la pièce est constituée de plusieurs parties à assembler. Il faut veiller à bien concevoir les interfaces de contact. Par conséquent, le facteur de qualité mesuré n'est pas significatif et des tests tels qu'exercés pour qualifier un filtre pour des applications spatiales ne sont pas envisageables. Cela reste donc une phase rapide et peu coûteuse de prototypage pour de la validation de principe RF.

III Prototypage conceptuel du filtre Ku

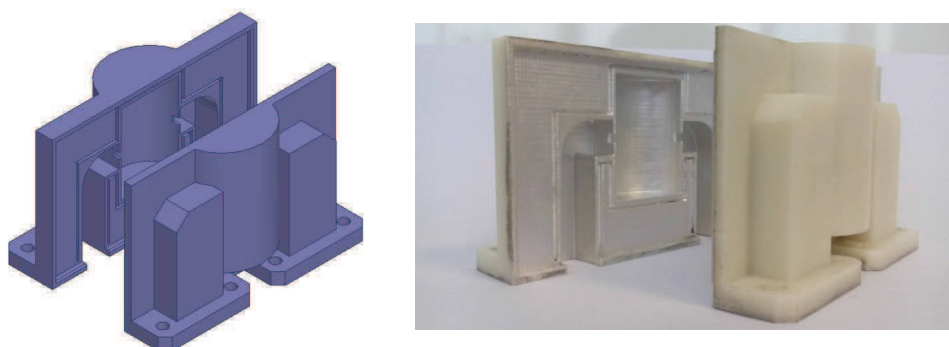


Figure 117: Vue de la structure CAO et de la pièce réalisée et peinte

Nous avons utilisé la FDM pour pré-évaluer le dispositif de filtrage en bande Ku (Chap 2) à l'échelle 1:1 pour se rendre compte des enjeux de fabrication et de mécanique. Une pièce physique à disposition facilite la discussion entre les différents acteurs.

Toutefois, nous avons testé la pertinence électromagnétique de cette structure complexe en plastique. En effet, l'utilisation de modes duaux rend difficile l'appréhension des plans de coupe et la maîtrise des courants de fuites.

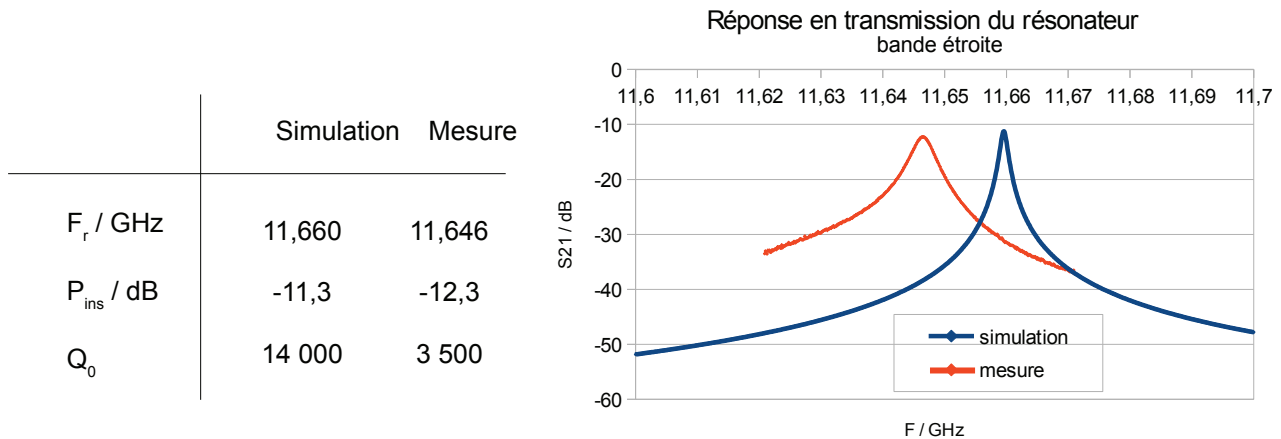


Figure 118: Comparaison de la simulation et de la mesure du résonateur plastique en Ku

Dans un premier temps, nous avons conçu un résonateur cylindrique fonctionnant sur le mode TE_{112} en sous couplage pour pouvoir évaluer le facteur de qualité à vide. Des fentes ont été rajoutées autour de la partie RF utile pour permettre un meilleur contact électrique lors de l'assemblage (fig.117).

La fréquence de résonance obtenue est de 11,646 GHz au lieu de 11,66 GHz en simulation, soit un décalage de 14 MHz (0,1%) et les pertes d'insertion augmentent de 1 dB en mesures (fig.118). Concernant le facteur de qualité, il chute de 14 000 pour une conductivité de $47,6 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$ en simulation à 3 500 pour une conductivité équivalente de $3 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$. Cette conductivité a été déterminée par rétro-simulation, or celle mesurée sur des plaques atteint $23 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$. Ce déficit que nous pouvons associer à des pertes supplémentaires peut provenir à la fois d'une plus grande rugosité sur une telle pièce par rapport à une plaque mais surtout des fuites dues aux plans de joint.

Naturellement, nous avons tenté de fabriquer le filtre quatre pôles avec une structure plastique et un perturbateur en alumine fabriqué par stéréolithographie. Fort des résultats obtenus pour le résonateur, nous avons simulé le filtre avec une conductivité des parois à $3 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$. Le diélectrique utilisé est de l'alumine avec :

$$\begin{aligned} \epsilon &= 9,8 \\ \tan\delta &= 3 \cdot 10^{-4} \end{aligned}$$

La pièce diélectrique a un rapport de forme très défavorable, ce qui a nécessité de nombreuses précautions lors de la fabrication (fig.119). Il a fallu imaginer un

support pour éviter les déformations de la pièce, sachant que l'étape manuelle de désolidarisation de la pièce et du support reste délicate pour ne pas déformer le perturbateur encore cru. Ce support épouse la forme du diélectrique. Un espace de 75 μm (trois couches) est nécessaire en z et 500 μm pour les deux autres directions. Deux versions ont été fabriquées, l'une en une pièce, l'autre en deux parties. Cependant la pièce en un morceau a cassé lors du nettoyage. Les deux parties sont collées entre elles par de la cyanoacrylate (un recollage par co-frittage ne donnant pas de résultat concluant).

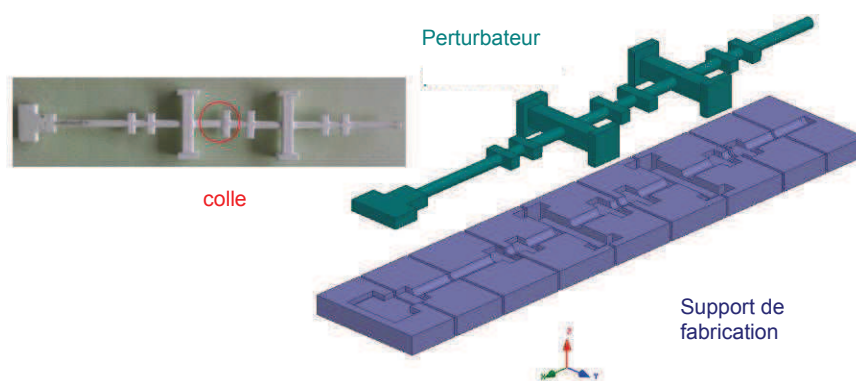


Figure 119: Vue CAO de la pièce diélectrique et de son support, et vue de la pièce fabriquée

Ensuite des mesures dimensionnelles ont été réalisées au profilomètre afin de déterminer l'erreur moyenne de fabrication (fig.120). Nous avons reporté en vert les écarts inférieurs à 50 μm , en orange, ceux compris entre 50 et 100 μm et en rouge, ceux supérieurs à 100 μm . La nomenclature utilisée est reportée en annexe 2.

L'étude de sensibilité révélait une dispersion acceptable de 50 μm . Pour la plupart des dimensions, ce critère est respecté. Toutefois, la pièce présente de légères déformations (notamment à cause du collage sommaire) qu'il est nécessaire de contrôler de manière plus attentive. L'écart de 500 μm constaté sur la longueur L3 correspond au lieu du collage des deux parties. Par conséquent, trop peu de précautions ont été prises pour l'assemblage des deux pièces au vu des sensibilités de la structure. L'état de surface propre présente tout de même quelques irrégularités, particulièrement sur les arêtes qui ne sont pas bien définies.

Par la suite, nous avons inséré la pièce alumine dans la cavité plastique pour effectuer les mesures RF. La cavité a été coupée dans l'axe vertical en deux demi-coquilles assemblées par emboîtement. Les images présentées figure 121 montrent (de gauche à droite) la vue du fichier CAO envoyé à l'imprimante, les deux demi-coquilles fabriquées et peintes avec le perturbateur prototype, lui-même en plastique, la pièce alumine montée dans une des demi-coquilles et le système fermé vu de l'extérieur.

	Dimension	théor/mm	mesure/mm	erreur
A	a_exc + df2_exc	6,15	5,944	-0,206
	b_exc + df1_exc	5,55	5,54	-0,01
	c_exc	1,5	1,544	0,044
B	a_exc + df2_exc	6,15	6,144	-0,006
	b_exc + df1_exc	5,55	5,53	-0,02
	c_exc	1,5	1,578	0,078
C	a_exc	5,7	5,634	-0,066
	b_exc	5,7	5,682	-0,018
	c_exc	1,5	1,574	0,074
D	a_exc	5,7	5,655	-0,045
	b_exc	5,7	5,574	-0,126
	c_exc	1,5	1,56	0,06
	ardacc1	2	2,054	0,054
	ardacc2	2	2,045	0,045
	ardacc3	2	2,052	0,052
	ardacc4	2	2,049	0,049
	brdacc1	5,6	5,612	0,012
	brdacc2	5,6	5,594	-0,006
	brdacc3	5,6	5,628	0,028
	brdacc4	5,6	5,648	0,048
	eprdacc1	2	2,024	0,024
	eprdacc2	2	2,032	0,032
	eprdacc3	2	2,047	0,047
	eprdacc4	2	2,051	0,051

	Dimension	théor/mm	mesure/mm	erreur
	a_rd14_1	2	2,048	0,048
	a_rd14_2	2	2,042	0,042
	b_rd14_1	7,3	7,371	0,071
	b_rd14_2	7,3	7,388	0,088
+ colle	c_rd14_1	2	2,035	0,035
	c_rd14_2	2	2,025	0,025
	h_per_z_1	15,15	15,157	0,007
	h_per_z_2	15,15	15,107	-0,043
Pied à coulisse	sectionA1	3	3,16	0,16
	sectionA2	3	3,15	0,15
	sectionB1	3	2,971	-0,029
	sectionB2	3	2,955	-0,045
	L1	3,2	3,117	-0,083
	L2	7,3	7,252	-0,048
!! colle !!	L3	7,3	7,803	0,503
	L4	4,4	4,331	-0,069
	L5	7,3	7,107	-0,193
	L6	7,3	7,21	-0,09
	L7	3,2	3,109	-0,091
	df1_exc	-0,15		
	df2_exc	0,45		
	Diamètre arbre	2	1,963	-0,037

Figure 120: Relevé et comparatif des dimensions du diélectrique fabriqué en SLA

Au niveau des mesures (fig.122), nous constatons que l'état basse fréquence se rapproche de la réponse d'un filtre mais souffre d'une mauvaise adaptation. Le niveau de pertes est supérieur à celui attendu. Le deuxième état est quant à lui très loin d'une réponse satisfaisante. Nous constatons bien la remontée des parasites autour de 11 GHz et la forme de la courbe donne une idée de la position du filtre autour de 11,35 GHz. De plus l'excursion prévue n'est pas atteinte.



Figure 121: Vues du filtre quatre pôles plastique avec diélectrique en alumine

L'état le plus impacté par les pertes est le deuxième état, lorsque le champ n'est pas concentré autour et dans le diélectrique, donc lorsque le champ est plus proche des parois. Nous pouvons en déduire que les pertes observées proviennent majoritairement de l'enceinte plastique. Cela peut s'expliquer par les plans de joints,

particulièrement sujets à des fuites pour des modes duaux qui présentent des lignes de champ et donc, des courants surfaciques dans toutes les directions. Par conséquent, le plan de joint est colinéaire au champ H à certains endroits provoquant des fuites de champ. Sans compter les malformations au niveau des iris et les défauts de contact cavité/cavité et cavité/diélectrique.

Cette étape bien que peu concluante du point de vue des performances électromagnétiques a été très importante pour orienter les suites de l'étude et aboutir au produit final. En effet, nous avons constaté les difficultés liées au rapport de forme de la pièce, ce qui nous a conduit à considérer une fabrication de la pièce en trois parties. De plus, un soin particulier a été planifié pour l'assemblage et le collage des différentes parties entre elles pour limiter au maximum les déformations et les défauts angulaires. Pour la fabrication, la machine SLA à disposition a été abandonnée à ce stade car elle ne permettait pas de tenir les tolérances désirées, ni les contraintes en position. Concernant la partie canal, il est évident qu'une fabrication plastique ne permet pas d'obtenir des résultats satisfaisants. Par ailleurs, concernant le réglage RF, nous nous sommes aperçus de l'insuffisance de trois vis par cavité pour avoir un impact de réglage assez indépendant sur les deux états. Nous avons donc décidé d'améliorer ce point dur.

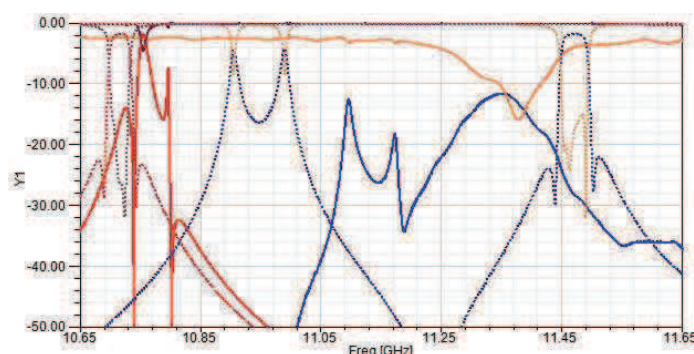


Figure 122: Mesures (traits pleins) et simulations (traits discontinus) du filtre quatre pôles plastique avec diélectrique en alumine

Pour conclure, cette étape nous a permis de mieux orienter nos choix technologiques et structurels et d'appréhender les difficultés liées au réglage.

IV Filtres plan E

Nous présentons quatre dispositifs dérivés de la technologie plan E (ou à volets) appliqués à cette nouvelle approche de conception. Nous travaillons sur le mode TE_{101} . Les fabrications sont effectuées par FDM. Après un bref descriptif théorique sur les filtres plan E, nous décrivons un filtre deux pôles fixe pour la validation de la méthode. Puis nous explorons trois axes de recherche : une translation longitudinale, axiale puis une rotation d'inserts métalliques dans un guide d'onde.

IV.1 Filtres plan E

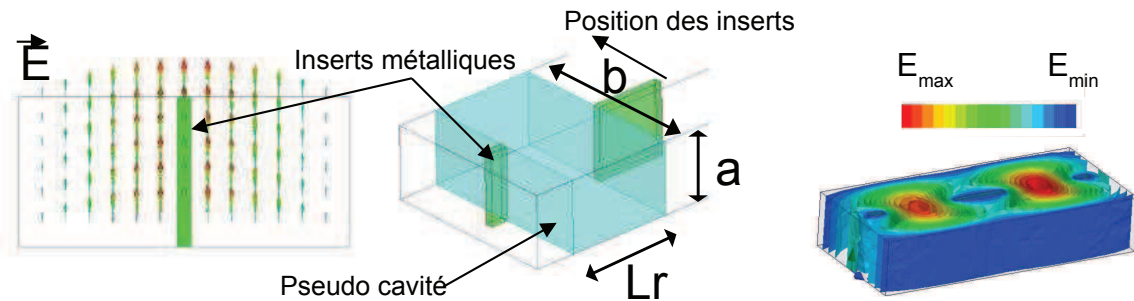


Figure 123: Description du fonctionnement d'un filtre plan E

Les filtres plan E ont été introduits en 1974 par Konishi [123]. Ils sont très efficaces pour des liaisons radio point à point. En effet, leur implémentation est très simple car ils comportent un guide d'onde en demi-coquilles et des inserts. Ces inserts, sous forme d'une plaque insérée entre les deux parties du guide d'onde, fixent fréquence et bande passante. Ainsi, lors d'un changement de plan de fréquence, le remplacement des inserts est suffisant et très rapide. C'est une solution simple et peu onéreuse. Par ailleurs, du point de vue de la fabrication et de l'assemblage, ils sont très bien maîtrisés et sont relativement faciles à réaliser. Ils sont bien adaptés pour du large bande ($\Delta f/f > 10\%$).

Le principe des filtres plan E repose sur un guide d'onde dans lequel sont insérés des murs longitudinaux métalliques fins de l'ordre du millimètre par exemple. Le premier mode propageant étant le TE_{10} , les lignes du champ E sont colinéaires aux inserts. Le champ E tangentiel à une paroi métallique étant nul, les inserts jouent le rôle de murs électriques. Toutefois, comme leur épaisseur est limitée, le champ parvient à se coupler de part et d'autre des inserts. Par conséquent, cela crée une pseudo cavité (fig. 124) dans laquelle peut s'installer un mode de résonance.

La fréquence de résonance du filtre est fixée au premier ordre par la distance entre deux inserts et les valeurs des couplages sont fixées par la longueur des inserts, leur épaisseur et leur position latérale. À l'aide d'une synthèse de Tchebychev classique, les valeurs nécessaires de couplages sont calculées, permettant ainsi de remonter aux dimensions par approximation polynomiale. Il est montré dans [6] comment créer et contrôler des zéros de transmission.

IV.2 Filtre fixe 2 pôles : validation de la FDM

Afin de vérifier la pertinence de ce cycle de conception, nous avons conçu un filtre deux pôles en technologie plan E. Nous sommes partis d'un guide d'onde WR90 (fréquence de travail : 8,2-12,5 GHz) pour réaliser un filtre à 10,5 GHz avec 200 MHz de bande passante.

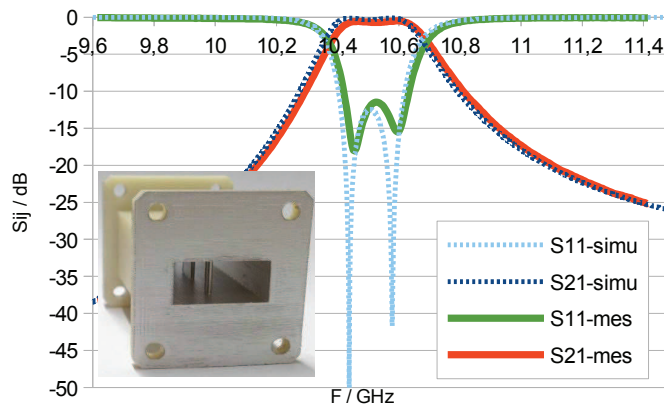


Figure 124: Fabrication et mesures du filtre fixe deux pôles

Le filtre a été fabriqué d'une seule pièce. Ensuite trois couches de laque argent ont été appliquées pour garantir un optimum de conductivité. Le filtre à ensuite été mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel étalonné dans le plan des flasques des guides rectangulaires.

Les résultats obtenus montrent une très bonne concordance sans post-réglage (fig.124). La fréquence centrale est décalée seulement de 20 MHz et la bande passante est inférieure de 7 %. Sur ces points, la technologie est tout à fait satisfaisante. Nous notons toutefois des pertes d'insertion de 0,5 dB au lieu de 0,12 dB observées en simulation (tab.7). Il y a donc un impact évident de la technologie de fabrication du point de vue des pertes.

Etat	Mesures	Simulations
F_r / GHz	10,53	10,51
BP / MHz	185	200
P_{ins} / dB	- 0,5	- 0,12
RL / dB	- 11,5	- 12,45
Ond. / dB	0,2	0,23

Tableau 7: Comparaison mesures / simulations du filtre deux pôles fixe

En conclusion, l'utilisation de la FDM s'est montrée convaincante pour du prototypage rapide.

IV.3 Translation longitudinale d'inserts métalliques

IV.3.1 Filtre agile en fréquence

Le principe de ce filtre est de rendre les inserts d'entrée/sortie mobiles (fig.125). L'étude est effectuée sur un deux pôles. Ainsi, le système est composé d'un guide d'onde et de trois inserts : deux en entrée et en sortie pour les couplages d'excitation, et un insert central pour le couplage inter-résonateurs. En tradatant les inserts extérieurs dans un sens opposé, la distance entre ceux-ci et l'insert central est modulée, ce qui permet de modifier la fréquence centrale. Dans cette configuration, il n'y a pas de contrôle des couplages et donc de la bande passante.

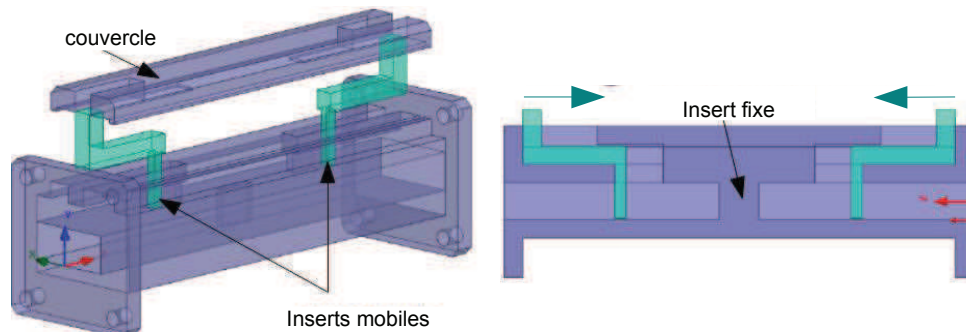


Figure 125: Description du dispositif de filtrage agile

Pour permettre la réalisation du mouvement, une fente est ajoutée en haut du guide dans sa longueur. Pour éviter des fuites de champ EM par effet coaxial, les éléments qui passent à travers la fente ne sont pas métallisés.

En simulation (fig.126), nous obtenons un filtre variable continu de 8,37 GHz à 10,04 GHz (20%) avec un élargissement de la bande passante quand la fréquence augmente. Il n'y a pas de modes parasites entre 8 GHz et 10,5 GHz et les pertes d'insertion sont au maximum de 1 dB avec une conductivité de $\sigma = 23 \text{ S} \cdot \mu\text{m}^{-1}$. L'adaptation reste en dessous de -15 dB. Le facteur de qualité varie quant à lui entre 6 000 et 6 500. Nous notons que l'évolution fréquentielle se retrouve analytiquement sachant :

$$f_{TE101} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{L_r}\right)^2}$$

avec b la section longue fixe du guide WR90 et L_r la longueur variable du résonateur. Cette longueur varie de 25 mm à 15 mm. En appliquant cette formule, il y aura un décalage de la fréquence car elle s'applique à un résonateur rectangulaire non couplé, c'est le mode propre d'une cavité fermée de dimensions $a_{WR90} \times b_{WR90} \times L_r$. En

réalité, la distance nécessaire entre les inserts pour obtenir la même fréquence est L_r' , légèrement inférieure du fait des phénomènes de couplages.

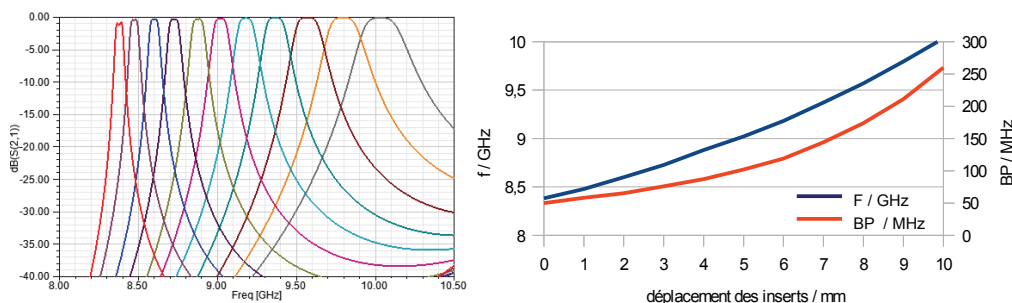


Figure 126: Résultats de simulation du filtre à deux pôles à insert à fréquence variable

Concernant les mesures, nous obtenons une excursion fréquentielle de 18 % autour de 9,5 GHz (fig.127). L'écart d'excursion s'explique par les dimensions géométriques et par les inserts mobiles qui ne vont pas en butée à cause des angles arrondis. Les pertes, évaluées à 6,4 dB sont élevées. A l'aide d'un seul résonateur nous avons mesuré des facteurs de qualité allant de 1 000 à 1 250. Cela équivaut à un facteur de mérite $K = 149$ ($K = 998$ avec le facteur de qualité simulé). Cela peut s'expliquer en partie par la fabrication, l'application de la laque et le plan de joint. En effet, pour faciliter la peinture, le filtre a été coupé en deux parties lors de la fabrication. Des fuites peuvent provenir de l'assemblage. Par ailleurs les éléments d'accords mobiles ne sont pas stables. Ces aspects seraient mieux contrôlés lors d'une fabrication métallique. Pour autant, il est difficile de discriminer la part due à la fabrication (rugosité, plan de joint, métallisation) et celle inhérente au principe de fonctionnement. Pour conclure, nous observons un bon accord comportemental.

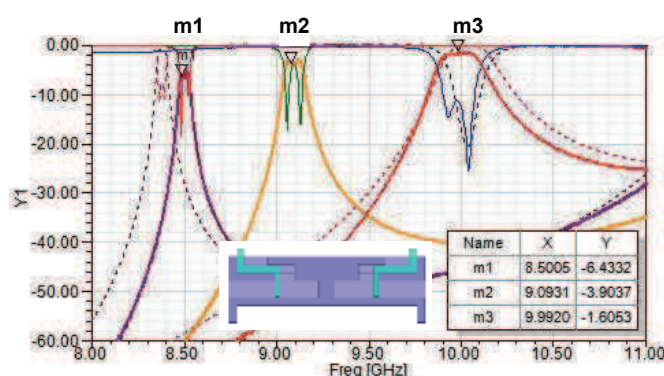


Figure 127: Simulations (pointillés) et mesures (traits pleins) du filtre deux pôles à fréquence variable

IV.3.2 Filtre accordable à bande passante constante

La seconde étape est ensuite de contrôler non seulement la fréquence mais également les couplages. Cela permet donc d'avoir une influence sur la bande passante. Le système consiste en deux rangées, l'une fixe, l'autre mobile, de trois

inserts métalliques qui à l'état initial ont la même position longitudinale. Par translation, la longueur effective entre les inserts extérieurs et les inserts centraux diminue, impliquant une augmentation de la fréquence. Par ailleurs, chaque couplage contrôlé par un couple d'inserts diminue avec la translation. En déterminant les bonnes longueurs d'inserts, cela permet de contrôler à la fois la fréquence de résonance et la bande passante. Enfin, il n'y a plus qu'un mouvement au niveau de la commande.

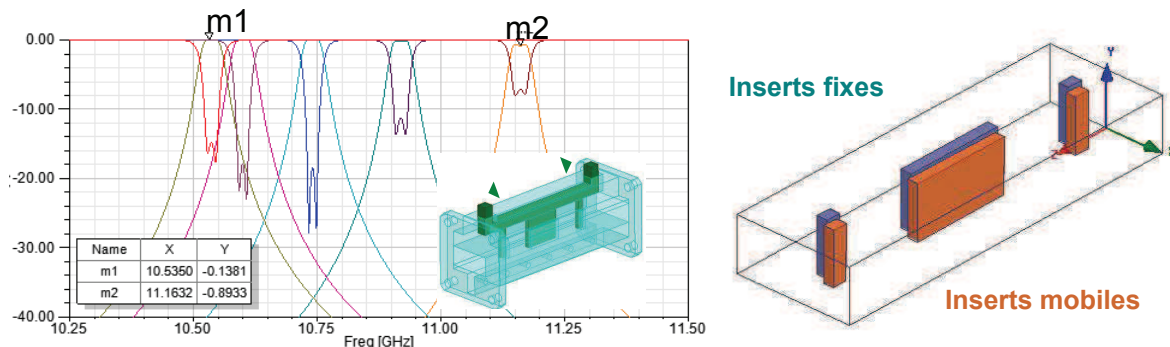


Figure 128: Simulations du filtre deux pôles à bande passante constante

En simulation, nous atteignons une excursion fréquentielle continue de 10,53 GHz à 11,16 GHz -6%- avec une bande passante constante de 25 ± 3 MHz tout au long de l'accord (fig.128). Les pertes observées sont inférieures à 0,9 dB.

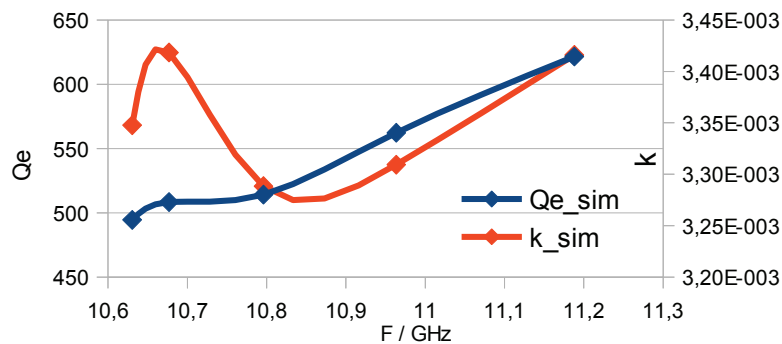


Figure 129: Lois de couplages simulées du filtre à inserts mobiles avec bande passante constante

Concernant les lois de couplages, nous avons d'après les lois de Chebychev :

$$Q_e = \frac{f_0 g_0 g_1}{\Delta f} \quad \text{soit} \quad Q_e \propto f_0$$

Ainsi, le couplage d'entrée Q_e est proportionnel à la fréquence de résonance car la bande passante Δf et les coefficients de Chebychev g_0 et g_1 sont constants. Nous observons bien cette évolution sur la figure 129. Par ailleurs, le couplage inter-résonateur est donné par :

$$k = \frac{\Delta f}{f_0 \sqrt{g_1 g_2}}$$

Ainsi en considérant les deux fréquences extrêmes, la différence des coefficients k est :

$$\Delta k = \frac{\Delta f}{\sqrt{g_1 g_2}} \left(\frac{f_1 - f_2}{f_1 f_2} \right) = \frac{\Delta f}{\sqrt{g_1 g_2}} 0,0054$$

Le coefficient k est quasiment constant tout au long du réglage, ce que nous notons sur la courbe associée aux dispersions de simulation près.

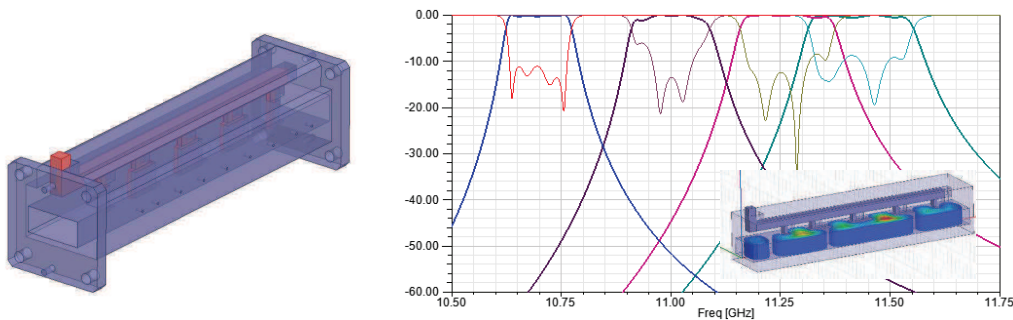


Figure 130: Filtre quatre pôles à translation d'inserts

Enfin cette technique peut s'appliquer à des filtres avec un nombre de pôles supérieur. Une étude préliminaire a été menée sur un filtre quatre pôles (fig.130). Toutefois, il est difficile d'obtenir un compromis acceptable entre les longueurs pour satisfaire une bonne adaptation sur tous les états.

IV.4 Translation axiale d'inserts métalliques

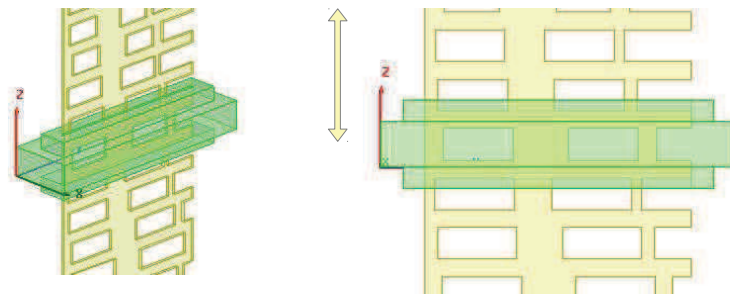


Figure 131: Vue du filtre à translation axiale d'inserts métalliques

Toujours à l'aide d'une unique translation, mais cette fois ci dans l'axe vertical, nous démontrons un autre principe d'accord. Ce dernier permet d'obtenir un filtre agile

avec des états certes discrets mais indépendants les uns des autres, ce qui facilite grandement l'optimisation qui se rapporte alors à celle d'un filtre fixe.

En partant d'un guide d'onde avec deux fentes longitudinales en haut et en bas, une plaque de diélectrique trouée est insérée (fig.131). Suivant Y pour un Z donné, les trous sont de même longueur et font office de résonateurs. L'espace entre chaque trou est la longueur d'insert nécessaire à métalliser pour le contrôle du couplage. Nous avons ainsi créé une banque de filtres deux pôles plan E suivant l'axe Z. Ainsi nous obtenons autant de réponses discrètes à des spécifications que désirées en translatant suivant l'axe Z cette plaque. L'avantage majeur de cette structure est que chaque état est totalement indépendant des autres. Il en découle une optimisation très simple par une synthèse de Tchebychev classique.

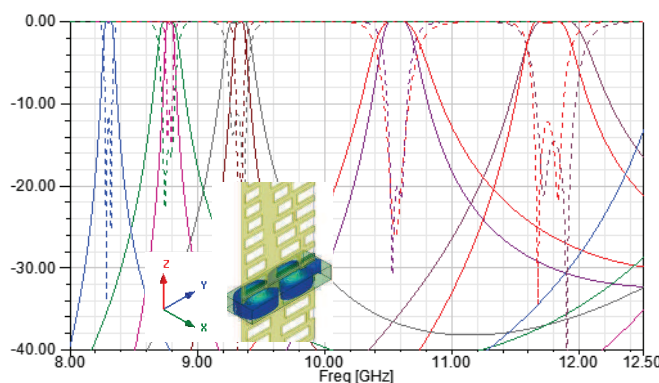


Figure 132: Simulations du filtre à états discrets indépendants

Pour démontrer le concept, nous avons simulé neuf filtres avec une même bande passante mais des fréquences différentes, ou de même fréquence avec une bande passante différente (fig.132). Cela démontre l'adaptabilité de ce système. Tout état peut donc être réalisé sans modes parasites entre 8 GHz et 12,5 GHz, ce qui couvre la bande Ku. Pour diminuer l'encombrement, un substrat souple pouvant être courbé peut être utilisé.

Ce filtre n'a pas été réalisé, mais la difficulté à laquelle nous pouvons nous attendre sont les fuites au niveau des fentes supérieures et inférieures engendrant une dégradation de la réponse RF. Les niveaux de pertes devraient être comparables à ceux observés auparavant.

IV.5 Rotation d'inserts métalliques

Le dernier principe présenté utilise un mouvement de rotation sur un filtre quatre pôles. Ce dispositif présente un cylindre creux, évidé sur sa surface pour créer des inserts de différentes longueurs et espacés de distances différentes de manière progressive (fig.133). Une partie du cylindre est à l'intérieur d'un guide d'onde par

l'intermédiaire de deux fentes. Ainsi pour une position angulaire donnée, il y a une rangée d'inserts d'une certaine longueur légèrement courbés (impliquant un certain couplage) espacés d'une certaine longueur (imposant une certaine fréquence). Autrement dit, à une position angulaire correspond un filtre quatre pôles en plan E. Les longueurs ont été réglées afin de conserver une bande passante constante. Afin de limiter les pertes dans les fentes dues aux effets coaxiaux, des pièges quart d'onde ont été insérés. La conception de ce filtre a été réalisée par Aurélien Périgaud à Xlim.

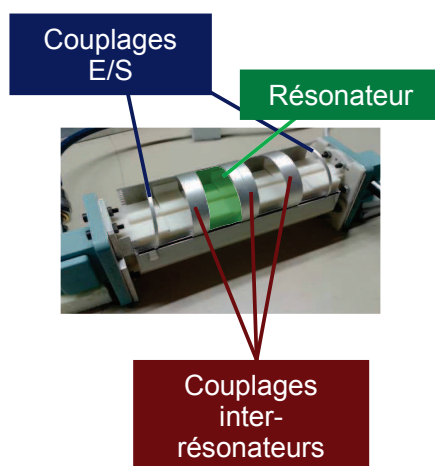


Figure 133: Descriptif du filtre à rotation d'inserts métalliques

Les résultats de simulation (fig.134) présentent une excursion fréquentielle continue de 5,5 GHz à 6 GHz -8 %. La bande passante se situe autour de 300 MHz et le S_{11} dans la bande est inférieur à -18 dB.

Concernant les mesures, l'excursion fréquentielle est de 440 MHz (7,7 % autour de 5,7 GHz) avec une bande passante de 291 ± 11 MHz. Les pertes d'insertion mesurées sont de l'ordre de 4 dB. Le comportement du système est tout à fait conforme.

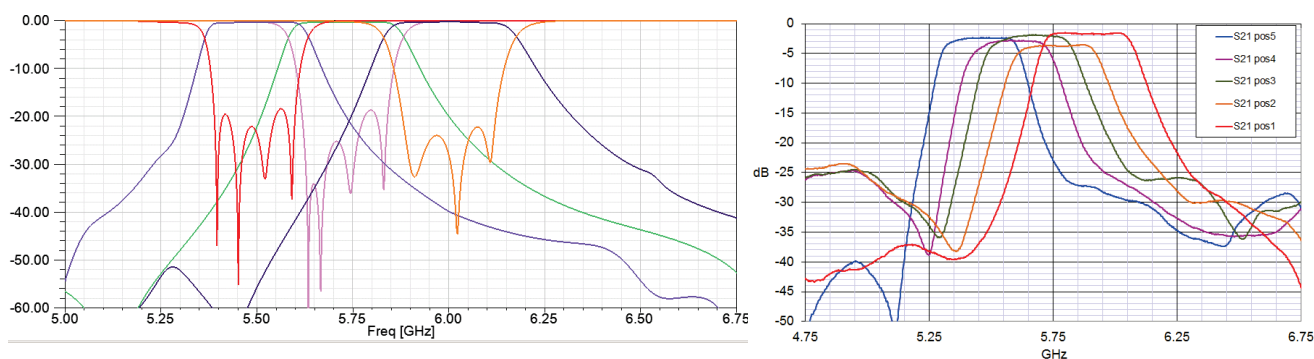


Figure 134: Simulation (gauche) et mesures (droite) du filtre quatre pôles avec rotation d'inserts

IV.6 Conclusion

Nous avons décrit quatre systèmes mécaniques permettant de rendre agile un filtre plan E dont deux validés en mesures. Trois sont accordables en continu et un autre présente des états discrets indépendants. Nous pouvons envisager l'utilisation de modes d'ordres plus élevés afin d'améliorer les performances électriques. Enfin, le point faible de ces concepts sont les fuites au niveau des fentes permettant les mouvements d'inserts. Un travail plus important devrait être mené pour contrôler au mieux ces pertes d'énergie.

Enfin, des technologies d'impression plus précises peuvent être envisagées comme l'utilisation d'imprimantes Polyjet (impression de gouttelettes polymères).

V Filtres à parois mobiles

L'idée générale est de partir d'un filtre à cavités rectangulaires couplées par des iris rectangulaires. Ces technologies parmi les premières en filtrage volumique [7]-[8] consistent en des cavités métalliques reliées entre elles par des ouvertures faisant office d'inverseur d'impédance. Le champ électrique résonne dans une cavité remplie d'air ou de vide [9]. L'insertion de parois mobiles en translation permet de modifier le volume effectif de la cavité et la taille des iris, provoquant à la fois un contrôle du couplage et de la fréquence.

V.1 FDM : filtre à 5 GHz

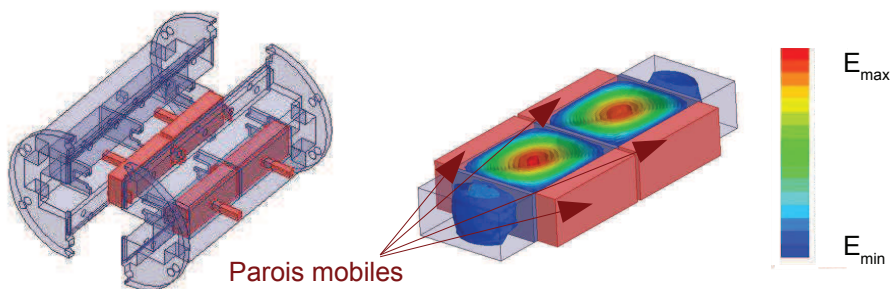


Figure 135: Vue du filtre deux pôles à parois mobiles sur le mode TE₁₀₁

Le système étudié (fig.135) a pour origine de simples cavités rectangulaires dans des guides d'onde en standard WR159 ([4,64-7,05] GHz) couplées entre elles par des iris rectangulaires dont la taille permet de régler la valeur des couplages entrée/sortie et inter-cavités. Nous travaillons sur le mode TE₁₀₁, premier mode de résonance de la cavité. Dans un tel dispositif la fréquence de résonance est majoritairement fixée par les dimensions internes des résonateurs et à moindre mesure par les iris de couplages. Ainsi pour faire varier la fréquence d'un tel dispositif il suffit de réduire l'une des dimensions suivant x ou z, et pour faire varier la bande passante,

il faut fermer plus ou moins les iris. Les dimensions fixes sont la hauteur à 20,193 mm et la longueur à 48 mm des cavités. La largeur initiale est fixée à 40,39 mm et le déplacement des parois est de 5 mm.

L'ensemble peut-être assuré par un seul mouvement de translation de chaque côté du guide. Les mouvements étant directement opposés (même amplitude, donc même longueur de déplacement mais sens opposé), une seule commande peut être facilement imaginée même si dans un premier temps, les deux mouvements sont gérés indépendamment.

Pour assurer le mouvement mécanique, les éléments d'accords sont prolongés sur l'extérieur par le biais d'une ouverture dont la fréquence de coupure est bien supérieure à la fréquence du mode de fonctionnement pour éviter les fuites de champ électromagnétique.

Les simulations effectuées (fig.136) montrent une évolution 4,69 GHz à 5,688 GHz (21%) soit 998 MHz d'excursion avec une bande passante comprise entre 36 et 42 MHz. L'objectif étant de garder une bande passante constante, sa variation est ici maîtrisée. Les facteurs de qualité mis en jeu sont supérieurs à 7 000 et le mode directement supérieur se situe à 1,5 GHz. C'est le mode TE_{102} , or ce dernier est également affecté par le mouvement des parois ce qui permet de maintenir une bonne isolation sur tous les états. Nous notons la concordance avec la théorie pour la variation du mode TE_{101} avec la variation de la largeur de cavité L_r . Un déplacement de D correspond à une évolution de $2D$ de L_r car les deux parois translatent dans un sens opposé. Le décalage fréquentiel observé provient du fait que, en théorie, le résonateur n'est pas couplé. L'excursion théorique est de 988 MHz.

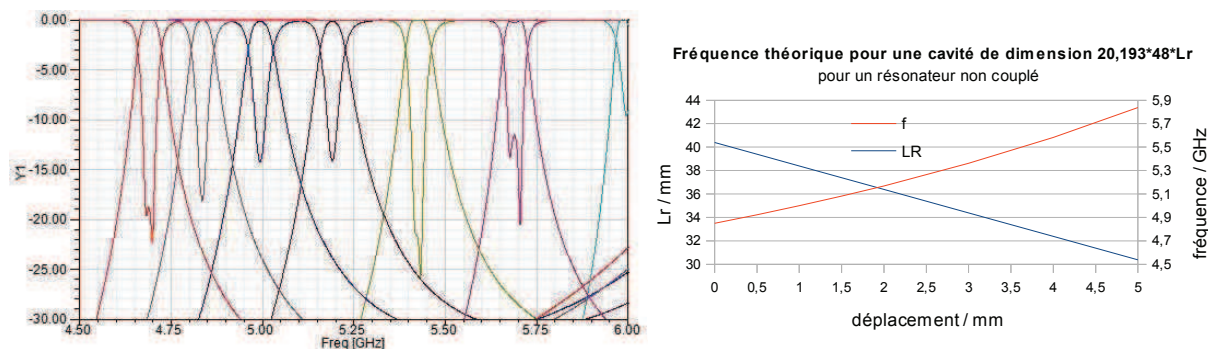


Figure 136: Résultats de simulation du filtre à translation de paroi en TE_{101} et variations théoriques

Le filtre a été fabriqué puis peint avec la laque argent. Les mesures (fig.137) révèlent une excursion plus faible que prévue à 700 MHz à partir de 5 GHz. Cela s'explique par le fait que les parois mobiles n'ont pas le débattement prévu, or la fréquence est très sensible à leurs mouvements. Les deux pôles n'étant pas très

distincts il est difficile de déterminer une bande passante mais nous constatons qu'elle est globalement respectée et reste quasiment constante. Les pertes s'échelonnent entre -2 et -4 dB. Elles sont imputables aux plans de joint et défauts de contact dus à la fabrication.

Pour conclure, nous observons un bon comportement de la structure avec contrôle à la fois de la fréquence et de la bande passante.

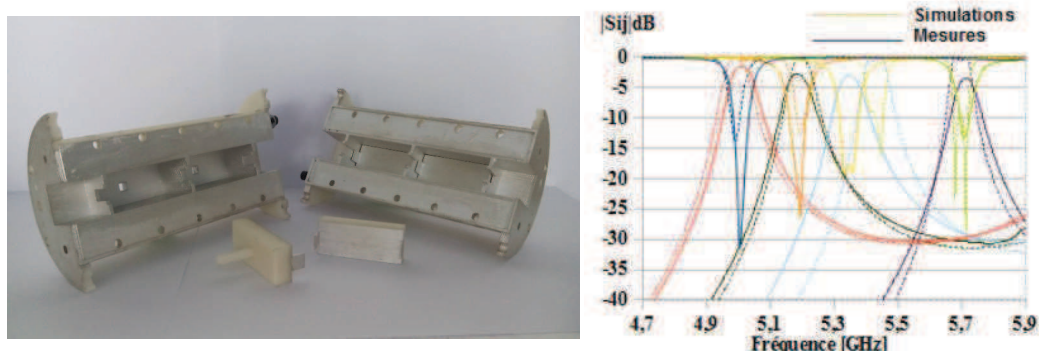


Figure 137: Vue et mesures du filtre à translation de paroi sur le TE_{101}

V.2 Polyjet : filtre à 10 GHz

Par la suite, nous avons eu accès à l'imprimante Polyjet qui offre de meilleures tolérances de fabrication. Nous avons donc testé ce principe à plus haute fréquence (bande Ku / WR90) avec de légères modifications structurelles. Pour pallier à la baisse de facteur de qualité engendrée par la montée en fréquence, nous travaillons sur le mode TE_{103} .

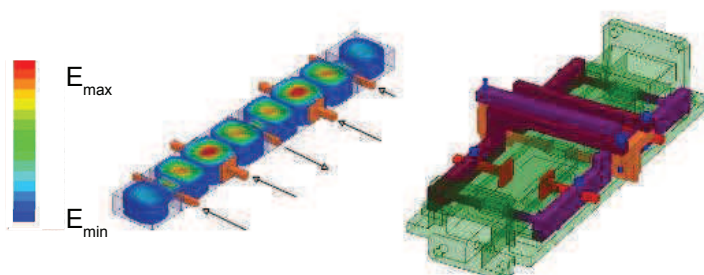


Figure 138: Vue du filtre deux pôles à translation d'éléments métalliques

Le principe de fonctionnement est similaire au précédent. Pour diminuer l'effet sur la fréquence, les parois latérales ne sont pas entièrement mobiles, seules des inserts en centre des cavités encadrant un des maximum de champ E du mode sont utilisés. L'intérêt est de diminuer la sensibilité de la commande sur la fréquence. Lorsque les pistons d'accord (en rouge fig.138) en regard se rapprochent, le volume effectif de la cavité pour ce mode particulier diminue et la fréquence augmente. En

outre, afin de maîtriser les couplages, des parois métalliques sont insérées dans les iris afin de réduire ou d'augmenter leur taille. Au niveau de la métallisation, seules les faces en regard des pistons et les parties des bouts de parois qui pénètrent dans les iris ont été métallisées afin d'éviter tout effet coaxial lors de la sortie des tiges.

Pour le cas étudié, l'objectif est également de garder une bande passante absolue constante. En augmentant la fréquence, il a fallu découpler les cavités aux accès, et au contraire, augmenter le couplage inter-résonateurs. Par conséquent, pour un mouvement de rentrée des commandes en fréquence (rouge), les commandes aux accès (violet) doivent entrer et celles à l'interface des deux cavités (orange), sortir. Les résonateurs sont de dimension $22,86 \times 10,16 \times 55 \text{ mm}^3$. Les simulations effectuées prédisent une excursion fréquentielle de 880 MHz (10,53 GHz à 11,41 GHz – 7 %) avec une bande quasi constante à 25 MHz (fig. 139). Les facteurs de qualité varient de 6700 à l'état bas à 6 200 à l'état haut (8%).

Après fabrication, les faces des accès présentaient des irrégularités, nécessitant une reprise à la machine outil. La pièce étant assez massive avec une longueur de 168 mm et le plastique étant relativement souple, les liaisons mécaniques de type glissière entre les éléments mobiles et fixes ne sont pas parfaites. Les pièces sont légèrement voilées et une étape de rectification est indispensable pour assurer un bon coulissage. Par ailleurs il est difficile d'assurer une translation rigoureusement identique en tout point. L'interface mécanique n'est donc pas optimale en utilisant une liaison plastique/plastique. Enfin la définition des petits éléments présente quelques défauts au niveau des arêtes qui ne forment pas vraiment des angles droits.

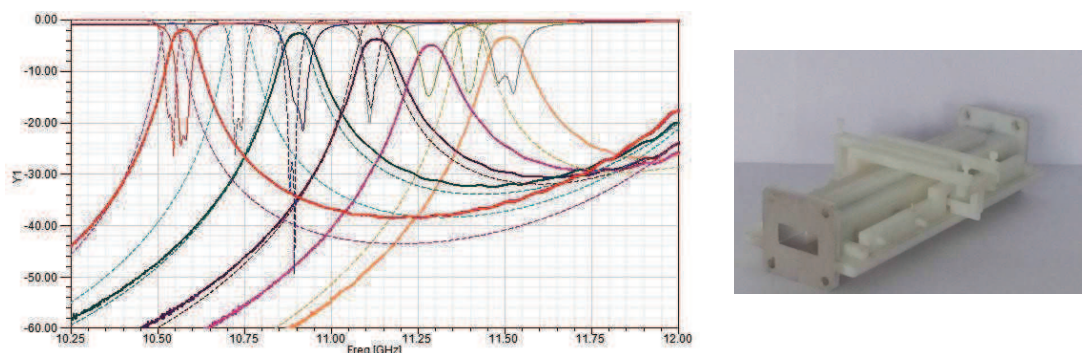


Figure 139: Comparaison simulations (pointillés) et mesures (traits pleins) et vue de la structure fabriquée

Les réponses mesurées présentent un bon comportement avec une excursion fréquentielle continue de 10,58 GHz à 11,50 GHz (8,7%). Cependant la bande passante augmente de 20 MHz à 60 MHz. Cela est dû à un mauvais contrôle de positionnement des parois. La mesure des facteurs de qualité révèlent une forte baisse par rapport aux prévisions avec au mieux 190 pour l'état bas. Les pertes varient de 1,91 dB à 4,89 dB, et l'adaptation est correcte jusqu'à 11,25 GHz. Le facteur de mérite est d'au mieux $K = 15,2$ à cause du faible facteur de qualité obtenu ($K = 478$ avec les

résultats de simulation).

Bien que le système fonctionne à plus haute fréquence, les pertes sont équivalentes au premier système. En effet, l'imprimante Polyjet donne des états de surface moins rugueux et des pièces bien définies. Concernant le système lui-même, le champ EM est moins en contact avec du plastique par rapport à la première version. Cette implémentation est donc préférable. Une fabrication métallique est envisageable, toutefois, il faut veiller à ne pas créer ou à compenser l'effet coaxial sur la commande. Il faudrait donc utiliser un diélectrique métallisé seulement sur les parties utiles.

V.3 Conclusion

Les systèmes étudiés consistant en la translation de parois métalliques dans des cavités rectangulaires sont simples à implémenter mécaniquement. Le prototype plastique reste insuffisant pour le contrôle de positionnement et pour assurer une bonne liaison mécanique. Pour autant, elle a rempli son rôle de fabrication rapide de démonstrateur.

Nous avons validé la possibilité de contrôler fréquence et bande passante conjointement à l'aide d'une seule commande possible (deux en sens opposé pouvant être couplées). Nous avons montré la possibilité de conserver une bande passante étroite sur une bande d'accord relativement large. Le premier système autour de 5 GHz, fabriqué par FDM, offre 700 MHz d'excursion en mesures avec une bande passante autour de 40 MHz. Le second a une variation de 920 MHz autour de 11 GHz et une bande passante qui passe de 20 à 60 MHz en mesures. Les facteurs de qualité mesurés de l'ordre de la centaine ne sont pas représentatifs de la technologie utilisée et donc pas exploitables.

VI Conclusion

Nous avons validé l'utilisation de l'impression plastique 3D pour une première étape de prototypage, bien que celle-ci n'offre pas de performances dimensionnelles et électriques suffisantes pour maîtriser les facteurs de qualité. En effet, les pertes mesurées sont significatives. Par ailleurs, une telle fabrication ne permet pas de discriminer leur origine. Cela reste donc pour le moment une étape rapide et abordable pour de la démonstration de principe.

Dans le cadre du filtre accordable en bande Ku par rotation de diélectrique, cette phase a été très utile car elle a permis de mesurer tous les enjeux et les difficultés que présentent un tel système. Suite à une expérience du réglage électromagnétique des deux états, nous avons convenu qu'il était indispensable de les contrôler plus

indépendamment et que trois vis par cavité n'étaient pas suffisantes au vu des sensibilités du système. Par ailleurs, une première fabrication des éléments diélectriques a montré qu'il était peu recommandé de les faire en une partie et que l'usinage était préférable. Tout ceci, en dépit des pertes qui rendaient les résultats inexploitable.

De plus, nous avons pu démontrer divers principes de filtres accordables en plan E par translations ou rotation d'inserts métalliques. Ces systèmes, réservés pour des bandes passantes larges sont simples à implémenter avec des accords continus ou discrets. Pour aller plus loin sur ces technologies, il est indispensable de maîtriser les fuites électromagnétiques engendrées par le passage des inserts à travers une fente.

Enfin, nous avons validé la translation de parois métalliques au sein de cavités rectangulaires. Un système a été fabriqué en FDM autour de 5 GHz et l'autre en Polyjet autour de 11 GHz avec contrôle de la fréquence et de la bande passante. Bien que les pertes soient élevées, le principe d'accord est considéré comme valide.

Pour conclure, moyennant des études de qualification, l'évolution des techniques de fabrication permettra peut être de faire des filtres en structure plastique intégrables dans des systèmes fonctionnels et commerciaux présentant un atout indiscutable en terme de prix, de délais et de poids par rapport à la fabrication traditionnelle.

VII Bibliographie

- [1] Hettak, K.; Ross, T.; James, R.; Momciu, A.; Wight, J., "Flexible plastic substrate-based inkjet printed CPW resonators for 60 GHz ISM applications," *Microwave Conference (EuMC), 2014 44th European* , vol., no., pp.1194,1197, 6-9 Oct. 2014
- [2] Muller, Thomas J.; Grabherr, W.; Adelseck, B., "Surface-mountable metalized plastic waveguide filter suitable for high volume production," *Microwave Conference, 2003. 33rd European* , vol.3, no., pp.1255,1258, Vol.3, 7-9 Oct. 2003
- [3] Pivit, F.; Kokkinos, T., "Metallized plastic surface-mount cavity resonators and filters," *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific* , vol., no., pp.139,142, 7-10 Dec. 2009
- [4] J. Sence, A. Périgaud, N. Jolly, U. Naeem, W. Feuray, O. Tantot, N. Delhote, S. Bila, S. Verdeyme, "Réalisation de prototypes de filtres volumiques par impression 3D plastique", XIXèmes Journées Nationales Microondes, 2015, Bordeaux
- [5] Y. Konishi and K. Uenakada, "The design of a bandpass filter with inductive strip planar circuit mounted in waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-22, pp. 869–873, Oct. 1974.
- [6] Kozakowski, P.; Deleniv, A., "All metal insert E-plane filter with integrated extracted pole resonator," *Microwave Conference (EuMC), 2012, 42nd European* , vol., no., pp.168,171, Oct. 29 2012-Nov. 1, 2012
- [7] Fano, R.M.; Lawson, A.W., Jr., "Microwave Filters Using Quarter-Wave Couplings," *Proceedings of the IRE* , vol.35, no.11, pp.1318,1323, Nov. 1947
- [8] Cohn, Seymour B., "Design of Simple Broad-Band Wave-Guide-to-Coaxial-Line Junctions," *Proceedings of the IRE* , vol.35, no.9, pp.920,926, Sept. 1947

[9] L. Lewin, « Theory of waveguides », livre publié par Newnes-Butterworth, première édition, 1975

Conclusions & Perspectives

A l'heure où l'être humain est en demande constante de connectivité, d'accès direct à l'information et à tout ce que peuvent fournir les télécommunications, les systèmes hyperfréquences doivent évoluer pour assurer un service efficace et de qualité. Les objectifs sont clairement identifiés : assurer une accessibilité en tout point, un suivi d'utilisateurs mobiles et atteindre toujours plus d'utilisateurs. Cela induit d'un point de vue système une augmentation de la bande passante, des liaisons bi-directionnelles et de la reconfigurabilité. Le secteur des télécommunications spatiales a les atouts pour répondre à ce marché. En effet, outre sa relative immunité aux aléas environnementaux, il détient un avantage de poids par rapport aux télécommunications terrestres : être en capacité de fournir un accès à l'information partout, de manière pérenne avec un coût concurrentiel.

Les nouveaux systèmes de télécommunications spatiales s'orientent donc vers des dispositifs dont la capacité et la couverture sont optimisées pour fournir le meilleur service possible avec une architecture minimale. L'approche en vue est l'utilisation du multispot, c'est à dire l'illumination de plusieurs petites zones et non plus d'une grande aire géographique. Cela permet de plus, d'utiliser du multiplexage fréquentiel ce qui augmente d'autant la bande passante que peut fournir la charge utile. Une telle architecture est déjà en service au sein de la flotte de satellites Ka-sat. A terme, pour maximiser l'efficacité des charges utiles, les produits vont s'orienter vers du multiplots adaptatif, c'est à dire une illumination de petites zones avec des formations de faisceaux variables pour s'adapter à la fluctuation des demandes d'un point de vue géographique. Par ailleurs, cela s'adapte très bien pour des applications mobiles ne nécessitant plus plusieurs spots fixes mais directement un suivi n'engageant que peu, voire qu'un seul spot. Les enjeux de conception se situent certes au niveau du satellite mais aussi au niveau des équipements de réception. En effet, l'amélioration et la complexification des récepteurs sont susceptibles d'engendrer des coûts prohibitifs pour l'utilisateur.

Concernant, notre étude, les filtres d'OMUX doivent se plier à ce besoin de reconfigurabilité pour d'une part diminuer la masse de la charge utile dont ils sont responsables pour une bonne partie et d'autre part, pour permettre la réallocation en fréquence et en bande passante de la liaison de télécommunication. Pour de tels filtres, peu de solutions répondent à la problématique suivante : la tenue en puissance et le maintien des performances électriques (Q_0 de l'ordre de la dizaine de milliers). Cela exclu d'office les dispositifs d'accords à base de systèmes électroniques, électrostatiques, magnétostatiques et électromécaniques. Les seules solutions potentielles identifiées sont des dispositifs d'accords mécaniques. Du fait de leurs performances électromagnétiques, de leur faible encombrement et de leur liberté de mise en forme, nous avons choisi d'utiliser des pièces diélectriques en mouvement de translation ou de rotation dans une cavité métallique. La grande difficulté dans la conception de filtres accordables est l'inter-dépendance du contrôle de la fréquence et

des bandes passantes tout en conservant des performances constantes sur la plage d'accord. Il faut également veiller à limiter le nombre de commandes pour ne pas aboutir à un système incohérent, c'est à dire plus encombrant et plus lourd que les filtres qu'il remplace. Enfin, la fiabilité des systèmes d'accord doit être assurée pour que nous puissions avoir un jour des filtres accordables dans une charge utile.

Au cours de cette thèse, nous avons souhaité nous intéresser à la fabrication additive (AM) qui offre une démarche de conception tout à fait nouvelle en brisant la limitation majeure des techniques de fabrication conventionnelles avec l'emploi de formes simples. Ainsi l'AM s'adapte à l'objet à fabriquer et nous pouvons imaginer comment, en couplant ces techniques à de la tomographie 3D ou à des logiciels d'optimisation de formes, elle peut révolutionner le monde de la création. Les domaines visés par cette application sont extrêmement vastes, de l'art à la cuisine, en passant par la médecine et l'architecture, tout comme l'éducation et bien sur, la fabrication de dispositifs hyperfréquences. Les limitations majeures pour des applications spatiales actuellement sont les états de surface, les tolérances de fabrication et les propriétés mécaniques insuffisantes. Un seul cas déroge à ce dernier point : le frittage de poudres métalliques permet aujourd'hui de fabriquer des pièces structurelles qualifiées pour l'aéronautique. D'un point de vue hyperfréquences, l'amélioration des matériaux utilisés en stéréolithographie peut fournir aussi des éléments intégrables dans des systèmes commerciaux. De nombreuses études sont à l'œuvre pour améliorer toutes ces techniques qui offriront un potentiel de développement exceptionnel dès lors que leur fiabilité sera démontrée et leurs propriétés validées.

Le dispositif majeur que nous avons développé est un filtre à cavité intégrant un perturbateur diélectrique en rotation pour effectuer un saut de canal sur deux positions. Ce filtre, en bande Ku, présente deux états de bande passante 36 MHz espacés de 747 MHz en bande Ku (10,72 GHz / 11,47 GHz) afin de commuter entre deux OMUX. A partir du mode de cavité dual TE₁₁₂, nous avons créé une forme diélectrique adaptée dont la matière se situe dans les maxima de champ électrique pour une position et dans un minimum pour l'autre. Ainsi, dans le premier état, le diélectrique interagit fortement avec le champ ce qui a pour effet de diminuer la fréquence de résonance. Ainsi ce premier état est sensible aux dimensions de la céramique. Le deuxième état étant peu impacté par le perturbateur, il est plus sensible aux dimensions de la cavité. La tige diélectrique servant à la fois de maintien pour les différents éléments céramiques mais également de support pour la rotation, passe à travers les iris d'accès et inter-cavité, ce qui par l'ajout de plots diélectriques à proximité des ces derniers, permet une désynchronisation des couplages dans les deux états. Par ailleurs, cette tige sort du filtre au niveau des accès coudés par une ouverture cylindrique dont la fréquence de coupure reste supérieure aux fréquences de fonctionnement pour éviter toutes fuites EM. La rotation 0° / 90° est assurée par un

moteur résolu à $0,02^\circ$, (valeur amplement suffisante au vu de l'étude de sensibilité). La pièce diélectrique a été fabriquée en alumine faibles pertes par usinage en plusieurs parties à cause de son rapport de forme. Deux versions ont été conçues : la première en trois parties entières collées par de l'Epyphen (non caractérisée à ce jour d'un point de vue RF) et la seconde en considérant la tige de rotation nue en trois parties sur lesquelles sont insérées les différents éléments (type collier de perles) collés avec de l'Epoxy de chez 3M. En terme de simulations, les spécifications sont satisfaites, sans parasites dans la bande de fréquence de chacun des OMUX. Les facteurs de qualité associés aux résonateurs sont de 15 000 et 16 000 respectivement pour les états 2 et 1. Lors des mesures, nous avons validé le principe de fonctionnement malgré une diminution de l'excursion fréquentielle à 727 MHz et surtout une baisse du facteur de qualité autour de 7 000. En effectuant des simulations prenant en compte la colle de chez 3M, nous avons constaté le fort impact négatif de sa présence dans la structure par la baisse du facteur de qualité jusqu'à 8 000. Ce système est prometteur mais nécessite des améliorations parmi lesquelles : éviter le collage, mieux désynchroniser les deux états, poursuivre l'optimisation de la forme du diélectrique (gain en Q_0 , faciliter la fabrication) et éventuellement optimiser la forme de la cavité.

Par la suite, nous avons développé un filtre répondant à une autre demande : le multispot. Le principe est d'obtenir un système de deux filtres à bandes passantes variables cumulées de 500 MHz en bande Ka. Plus largement, nous avons voulu proposer un dispositif capable de fournir n'importe quelle fréquence et n'importe quelle bande passante dans une gamme donnée et de manière continue. Pour cela, nous avons dû découpler au mieux le contrôle en fréquence et le contrôle en bande passante. Afin de nous affranchir des difficultés de conception et de fabrication tout en conservant l'étude pertinente de la variation des couplages et des fréquences, nous nous sommes restreints à un filtre quatre pôles autour de 10 GHz avec des bandes passantes de 60 MHz, 120 MHz et 180 MHz. Toujours sur la base du mode TE₁₁₂, nous avons inséré des pièces diélectriques en translation. Concernant les couplages dans les iris, une forme de diélectrique conformée à l'iris permet d'obtenir des variations de couplages suffisantes. Pour les couplages inter-polarisations, une vis diélectrique en centre de cavité est efficace. Tous ces systèmes sont couplés à une unique commande. Au sujet de l'accord fréquentiel, une croix en translation au centre de la cavité permet d'abaisser ou d'augmenter la fréquence et la dissymétrisation des bras de la croix permet de rattraper les désynchronisations fréquentielles lors du réglage. A ce stade, nous avons approché des réponses de filtres correctes avec néanmoins l'apparition d'une résonance d'iris pour la bande passante large. Aucune solution efficace n'a été trouvée jusqu'à présent pour éliminer cette résonance. Bien que la conception soit dans une phase intermédiaire, le potentiel de cette solution est acté. La fabrication des différentes pièces est aisée car les géométries sont simples et les rapports de forme appropriés à la fabrication additive ou conventionnelle. De plus,

aucun collage n'est nécessaire dans les zones RF.

Bien que l'intérêt des filtres d'OMUX accordables soit avéré, les difficultés rencontrées sont limitatives. En effet, les systèmes actuels sont optimisés en termes de performances. Or ajouter de la flexibilité semble inévitablement dégrader ces dernières. Par ailleurs, les équipements spatiaux doivent faire face à de nombreuses contraintes et être fonctionnels sur la durée de vie du satellite, sans maintenance possible. Par conséquent une longue phase de validation des dispositifs d'accord est un point incontournable. C'est pour cette raison que nous nous sommes efforcés d'utiliser un nombre minimum de commandes. D'un point de vue hyperfréquences, les systèmes que nous avons proposés permettent de valider une première étape de faisabilité positive qui nous engage à poursuivre nos recherches pour aboutir à un système viable et jugé apte, par différents tests, à l'environnement spatial. Enfin, ces recherches sont indissociables avec l'étude de recombinaison de canaux agiles dans la chaîne de traitement.

Dans le quatrième chapitre, nous avons exploré les potentialités offertes par les techniques d'impression 3D plastique. Le but pour nous était de vérifier la viabilité de cette technologie rapide et économique pour du prototypage, voire pour un produit commercial. En effet, la phase de conception d'un filtre volumique est longue et onéreuse notamment lors de la fabrication. Notre stratégie est donc de mettre en œuvre ces moyens pour analyser autant la pertinence que les défauts et les limitations d'un dispositif dans une première phase. Et ceci dans le but de mieux orienter la conception. Pour le prototypage du filtre à saut de canal, cela nous a permis d'appréhender les difficultés liées à la structure et d'y apporter des solutions. Par ailleurs, l'impression plastique nous a ouvert la voie pour développer des concepts rapides avec des réponses RF certes dégradées mais exploitables. Cela peut amorcer de futures études sur des bases concrètes. Cette technologie a parfaitement répondu à sa fonction de prototypage rapide. Au-delà des filtres accordables, le développement des technologies plastiques rend aujourd'hui possible la fabrication de filtres (fixes notamment) avec des performances parfaitement compatibles avec certaines applications.

Bibliographie personnelle

BREVETS

« Filtre hyperfréquences avec élément diélectrique », Nicolas JOLLY, Damien PACAUD ;
Demande de brevet français n° 13/00974 déposée le 26/04/2013 au nom de THALES

« Filtre hyperfréquence passe bande accordable par rotation relative d'une section d'insert et d'un élément diélectrique », Nicolas JOLLY, Aurélien PERIGAUD, Olivier TANTOT, Nicolas DELHOTE, Stéphane BILA, Serge VERDEYME, Damien PACAUD, Laetitia ESTAGERIE ;
Demande de brevet français n° 13/03029 déposée le 20/12/2013 au nom de THALES – CNRS – CNES

PUBLICATIONS EN CONFERENCES NATIONNALES ET INTERNATIONNALES

N. Jolly, O. Tantot, N. Delhote, S. Verdeyme, L. Estagerie, L. Carpentier, D. Pacaud, "Wide range continuously high electrical performance tunable E-plane filter by mechanical translation", European Microwave Conference (EuMC), Oct. 2014.

N. Jolly, A. Périgaud, O. Tantot, N. Delhote, S. Verdeyme, L. Carpentier, « E-plane Tunable filters with mechanical actuation », Workshop ESA-CNES 2015

N. Jolly, D. Pacaud « High Q filter with EM field disruptive dielectric insert for high power applications », Workshop ESA-CNES 2015.

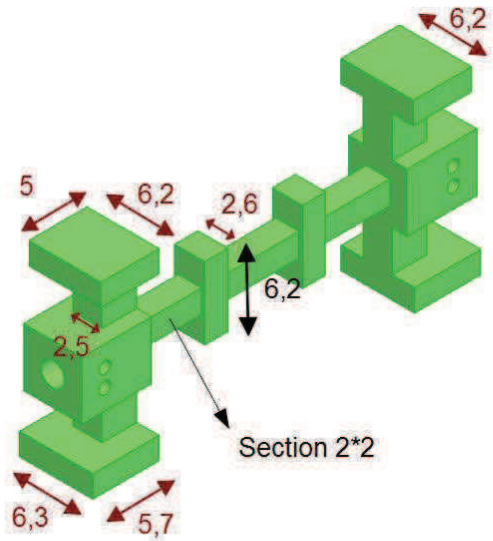
N. Jolly, A. Périgaud, O. Tantot, N. Delhote, S. Verdeyme, L. Carpentier, « Filtres accordables en plan E avec accord mécanique », JNM 2015

N. Jolly, D. Pacaud, « Filtre à perturbateur diélectrique à fort facteur de qualité pour des applications fortes puissances », JNM 2015

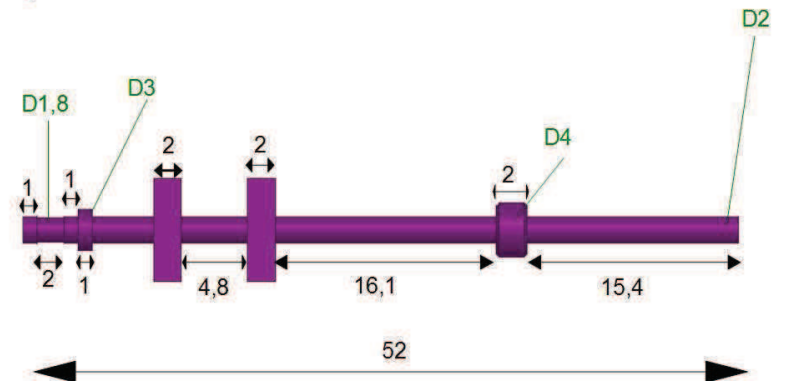
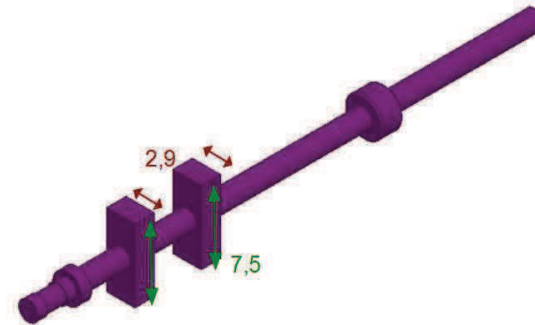
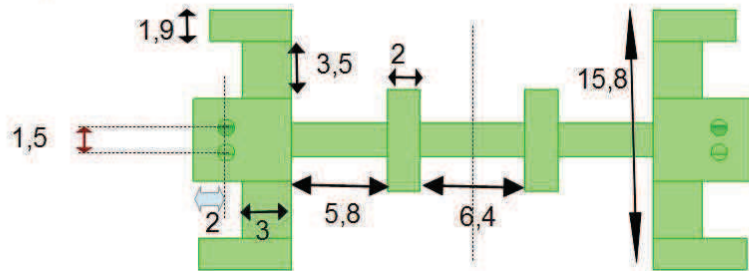
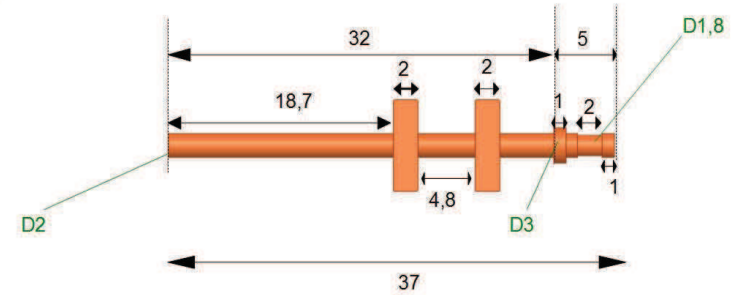
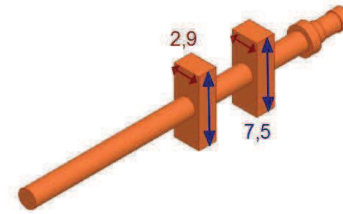
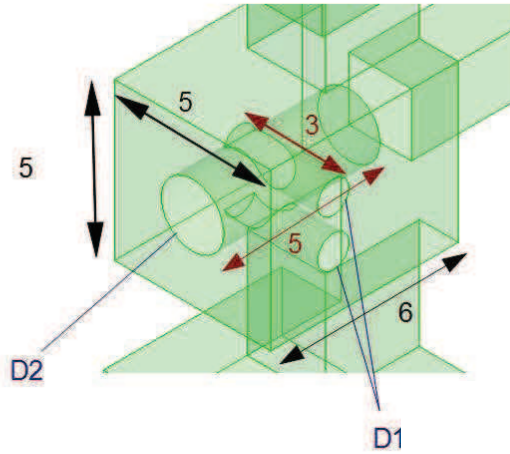
J. Sence, A. Périgaud, U. Naeem, N. Jolly, W. Feuray, O. Tantot, N. Delhote, S. Bila, S. Verdeyme, « Réalisation de prototypes de filtres volumiques par impression 3D plastique », JNM 2015

Annexes

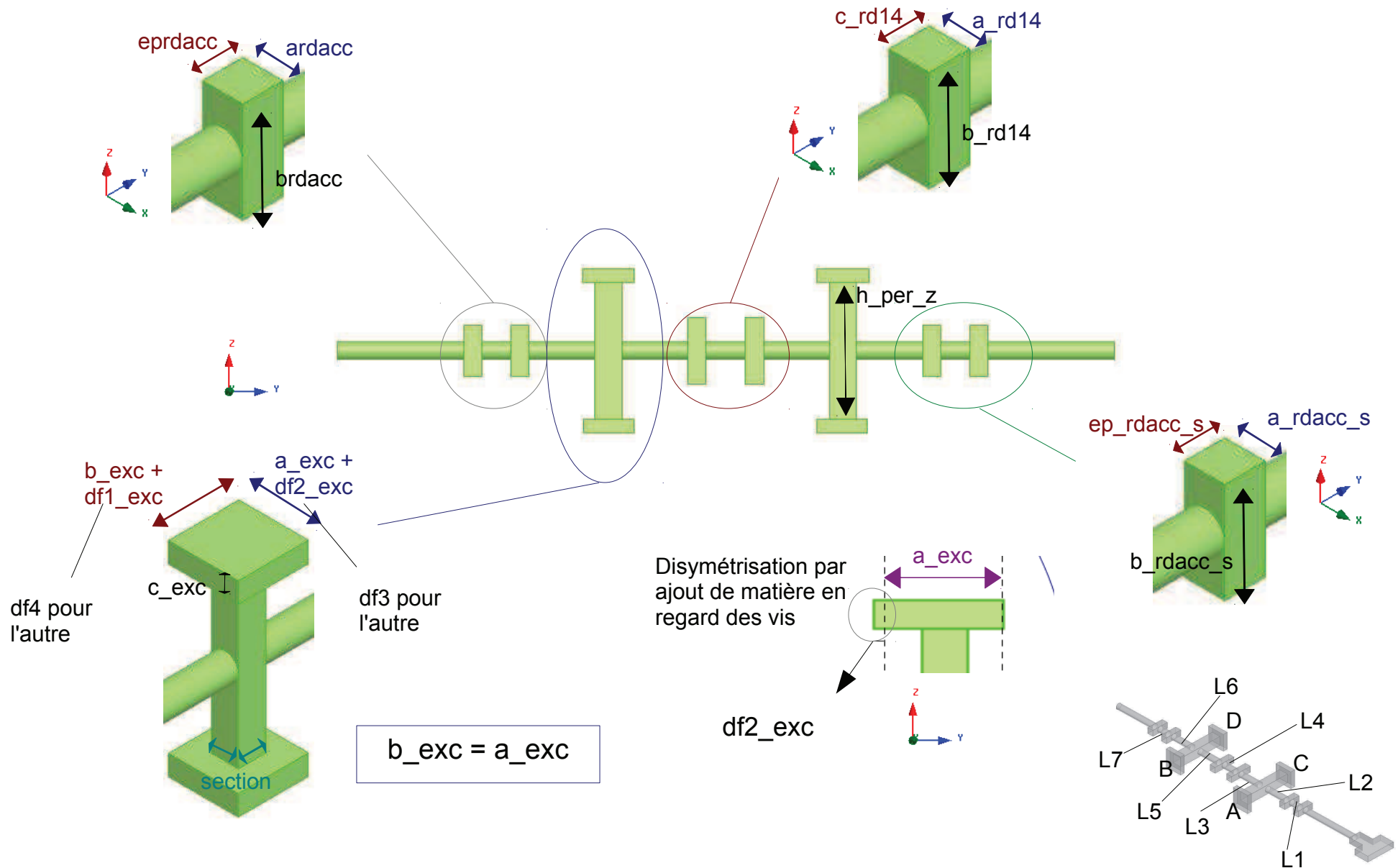
Annexe 1 : Dimensions du diélectrique final (Chap. 2)



Section 2*2



Annexe 2 : Nomenclature du diélectrique (chap 4)



RÉSUMÉ

A l'heure où la demande en quantité d'informations et le nombre d'utilisateurs explosent, toujours avec des limitations en allocation en fréquence et bande passante, les systèmes de télécommunication tendent à optimiser la gestion de leur capacité en s'orientant vers des systèmes reconfigurables. Dans le cas des filtres d'OMUX, apporter de l'accordabilité en conservant d'excellentes performances électriques, thermiques et mécaniques soulève de nombreuses difficultés.

Nous avons dans un premier temps démontré la faisabilité sur un filtre à saut de canal à bande passante constante par le biais d'une cavité métallique chargée par un perturbateur en alumine en mouvement de rotation. Ensuite, nous avons proposé des solutions pour avoir un contrôle de la fréquence et de la bande passante en se basant sur la translation de matériaux diélectriques. Les facteurs de qualité mis en jeu sont de l'ordre de la dizaine de milliers. Enfin nous avons tiré profit de l'évolution des technologies d'impression plastique 3D pour valider différents concepts de filtres accordables.

Mots clés : perturbateur diélectrique, filtre accordable, fort facteur de qualité, impression 3D

ABSTRACT

At a time when the amount of information and the number of users go through the roof in telecommunication market, the telecommunication systems tend to improve the management of their capacity by moving toward reconfigurable RF devices. However frequency and bandwidth allocated are still restricted. Regarding tunable OMUX filters, the actuation systems generally degrade the overall performances of the device and raise questions in terms of mechanic and thermic.

We first demonstrated the feasibility of a two state filter with constant narrowband, using a dielectric material (alumina) in rotation inside a metallic housing. Then, we suggested solutions to control both frequency and bandwidth with the translation of a ceramics. We deal with quality factor in the range of ten of thousands for these applications. Eventually, we validated some principle for tunable filters thanks to the efficiency of 3D plastic printer.

Keywords : disruptive dielectric, tunable filter, high quality factor, 3D printing