

Thèse pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Limoges
Électronique des Hautes Fréquences

Présentée et soutenue par
Oualid OURYA

Le 4 juillet 2022

Développement de procédures de réglage génériques et automatisées pour modules hyperfréquences intégrant des filtres

Thèse dirigée par Olivier TANTOT et Serge VERDEYME

JURY :

Rapporteurs

M. AUBERT Hervé, Professeur, LAAS, Institut National Polytechnique de Toulouse
M. QUENDO Cédric, Professeur, LABSTICC, Université Bretagne Occidentale

Examineurs

M. CARPENTIER Ludovic, Ingénieur électronique hyperfréquence, CNES Toulouse
M. LENOIR Bertrand, General Manager, NA-Wave Group
M. MONEDIERE Thierry, Professeur des Universités, XLIM, Université de Limoges
M. TANTOT Olivier, Maitre de Conférences, XLIM, Université de Limoges
M. VERDEYME Serge, Professeur des Universités, XLIM, Université de Limoges

Invités

M. DELHOTE Nicolas, Maitre de Conférences, XLIM, Université de Limoges
M. PERIGAUD Aurélien, Ingénieur de Recherche, AVRUL Limoges



À ma famille

Épigraphe (citation d'un auteur que vous souhaitez mettre en exergue de votre thèse)
Nom de l'auteur

Remerciements

Mes vifs remerciements vont à mes co-directeurs de thèse, le Docteur Olivier Tantot et les Docteurs Nicolas Delhote et Aurélien Périgaud, ainsi qu'aux Professeurs Bernard Lenoir et Ludovic Carpentier qui ont toujours su répondre à toutes mes interrogations. Leurs pertinentes appréciations, leur disponibilité, leurs encouragements et leurs conseils m'ont été d'un grand secours.

Je ne saurais résister à l'envie d'exprimer ma gratitude à l'égard de mon Directeur de thèse, Monsieur Serge VERDEYME, pour l'intérêt qu'il a voulu inlassablement porter à ma thèse, ses directives hautement louables ainsi que pour ses conseils de bon sens.

J'adresse également mes sincères remerciements au Centre National d'Etudes Spatiales, Inoveos, et à l'Université de Limoges sans lesquels ces travaux ne seraient arrivés à bon port.

Je tiens, au passage, à exprimer mes vifs et sincères remerciements aux prestigieux membres du jury qui ont accepté de lire et d'évaluer mon travail de thèse. Leurs remarques, éminemment pertinentes, me feront aller sans nul doute de l'avant.

Enfin, je voudrais exprimer ma profonde reconnaissance à toute personne ayant contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Droits d'auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

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

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



Table des matières

Introduction générale.....	12
Chapitre I. Evolution des systèmes de communication par satellite & Généralités sur les filtres hyperfréquences volumiques	15
I.1. Introduction.....	15
Partie A : Évolution des systèmes de communication par satellite	17
I.2. L'espace, enjeu majeur de la société de l'information	17
I.3. De l'ère spatiale aux mégaconstellations de satellites.....	18
I.4. Charge utile d'un satellite de télécommunication.....	22
I.5. Les filtres, leurs différentes technologies de réalisation et méthodes de conception ...	23
I.6. Les filtres volumiques et leurs multiples technologies de fabrication additive	24
Partie B : Rappel théorique et matrice de couplage	27
I.7. Les quadripôles.....	27
I.8. Les paramètres [S], fonction de transfert et de réflexion du quadripôle	27
I.9. Model rationnel des paramètres [S] et fonction de filtrage.....	29
I.10. Matrice de couplage.....	30
I.11. Zéros de transmission.....	34
I.12. Topologies de couplage usuelles	34
I.13. Couplage inter-résonateurs.....	37
I.14. Couplage aux accès	40
I.15. Conclusion	41
Chapitre II. Etat de l'art des techniques de réglage post-fabrication des filtres volumiques & réglage post-fabrication à l'aide des matrices de couplage.....	43
Partie A : Etat de l'art des techniques de réglage post-fabrication.....	43
II.1. Introduction	43
II.2. Réglage manuel d'un filtre en cavités.....	44
II.3. Les limitations du réglage manuel post-fabrication.....	46
II.4. Les techniques de réglage post-fabrication automatique.....	47
II.4.1. Méthodes de réglage post-fabrication analytique :.....	48
II.4.1.1. Méthodes de réglage séquentielles	48
II.4.1.2. Méthodes de réglage simultanées.....	53
II.4.2. Méthodes de réglage post-fabrication heuristiques :.....	58
II.5. Banc de réglage automatique :	62
II.6. Tableaux comparatifs :.....	64
II.7. Conclusion	68
Partie B : Procédure de réglage post-fabrication automatisée.....	69
II.8. Introduction	69
II.9. Procédure de réglage post-réalisation automatique :	70
II.10. Banc de réglage automatique :	72
II.11. Application :	75
II.12. Réglage post-fabrication d'une série de filtres à cavités partageant les mêmes spécifications	78
II.12.1. Approche de réglage post-fabrication :	79
II.12.2. Application.....	80
II.13. Conclusion	83

Chapitre III. Réglage post-fabrication automatiques des filtres hyperfréquences volumiques	85
III.1. Introduction	85
III.2. Filtre elliptique 4-pôles bimodal	86
III.3. Comparaison entre le réglage avec et sans pertes de filtre elliptique	89
III.4. Réglage post-fabrication automatique sans pertes de filtre elliptique 4-pôles.....	92
III.4.1. Résultats de réglage sans pertes dans le cas où le filtre est légèrement dérégulé	92
III.4.2. Résultats de réglage sans perte dans le cas où le filtre est fortement dérégulé	96
III.5. Réglage post-fabrication automatique sans pertes d'un filtre coaxial	99
III.5.1. Etude sur la sensibilité des vis de réglage : de l'apprentissage aux profondeurs optimales des vis de réglage	101
III.5.2. Réglage post-fabrication d'un deuxième filtre coaxial : influence du jeu mécanique des vis de réglage	108
III.6. La reproductibilité de la procédure de réglage automatique	110
III.7. Conclusion et comparaison	111
Chapitre IV. Réglage post-fabrication automatique des filtres accordables.....	114
IV.1. Introduction.....	114
IV.2. Réglage post-fabrication d'un filtre volumique accordable	115
IV.3. Réglage post-fabrication discret autour des inter-états du filtre accordable	126
IV.4. Réglage analogique virtuelle d'un filtre Hairpin accordable	127
IV.5. Conclusion.....	130
Conclusion générale.....	131
Références bibliographiques	135

Table des illustrations

Figure 1: Spoutnik1, Echo, TelStar1, IntelSat I.	19
Figure 2: Deux satellites de la constellation O3b.	20
Figure 3: Image des satellites Starlink logés à l'intérieur du Falcon 9 de SpaceX (gauche), deux satellites OneWeb avant son lancement (droite).....	21
Figure 4: Simple architecture d'une charge utile de satellite de télécommunication.	22
Figure 5: Imprimante 3D (Dépôt de fil fondu).	25
Figure 6: Représentation du filtre sous forme de quadripôle.....	27
Figure 7: Paramètres S d'un quadripôle.	28
Figure 8: Schéma équivalent en élément localisé d'un filtre passe bande sans pertes.	32
Figure 9: Filtres 8 pôles avec deux zéros de transmission symétriques.....	35
Figure 10: Matrice et topologie flèche.....	36
Figure 11 : Extended-box topologie.....	36
Figure 12: Matrice et topologie repliée.....	37
Figure 13: évolution de S21 en fonction de la largeur de l'iris.	38
Figure 14: Schéma équivalent du couplage inductif, mode pair, mode impair.....	38
Figure 15 : Schéma équivalent du couplage capacitif, mode pair, mode impair.....	39
Figure 16: Méthode analytique pour déterminer le couplage inter-résonateur.	40
Figure 17: méthode analytique pour déterminer le couplage aux accès.	41
Figure 18: Les mégaconstellations.	41
Figure 19: Réglage des filtres volumiques par des techniciens RF[32].	44
Figure 20: Résultats de mesure d'un processus de réglage manuel.....	46
Figure 21: Aperçu de technique de réglage post-fabrication automatique.....	48
Figure 22: Réglage séquentiel avec le paramètre temps de propagation de groupe.....	50
Figure 23: Réglage dans le domaine temporel.	51
Figure 24: Illustration schématique de la procédure de réglage.....	51
Figure 25: Résultats d'optimisation d'un filtre 5-pole.....	52
Figure 26: Résultats d'optimisation d'un filtre 6-pole, a) état initial, b) état optimal.	54
Figure 27: Résultats d'optimisation d'un filtre 8-pole, a) état initial, b) itération7, c) itération 20.....	55
Figure 28: a) Filtre de topologie non-canonique, b) état initial, c) quatrième itération de réglage.	56
Figure 29: Résultats de réglage d'un duplexeur, a) topologie de couplage, b) état initial, c) état optimal.....	57
Figure 30: a) banc de réglage automatique, b) résultats de réglage.	58

Figure 31: Système de réglage à logique floue.....	58
Figure 32: Comparaison entre les résultats de simulation et celle d'optimisation, a) avant-réglage, b) après-réglage.	59
Figure 33: Banc de réglage automatique.	60
Figure 34: Réglage post-fabrication d'un filtre de 11 cavités.....	61
Figure 35: Réglage post-fabrication d'un filtre 4 pôles.	62
Figure 36: Banc de réglage à un seul bras contrôlant séparément plusieurs vis de réglage .	63
Figure 37: Banc de réglage à bras multiples contrôlant simultanément les vis de réglage.	64
Figure 38: Procédure de réglage post-fabrication automatique.....	70
Figure 39: Banc de réglage automatique.	73
Figure 40: Sensibilité des vis de réglage (à titre d'exemple).	74
Figure 41: Interface graphique de pilotage.	74
Figure 42: filtre Tchebychev 3-pôle après la fabrication additive polymère et model CAO du filtre et des vis de réglage.....	75
Figure 43: Réponse fréquentielle du filtre et matrice de couplage idéale.	76
Figure 44: Résultats de mesure avant réglage.	77
Figure 45: Résultats de mesure après réglage.	78
Figure 46: Organigramme de réglage post-fabrication d'une chaîne de filtre.	79
Figure 47: Fabrication additive en polymère des deux filtres & Comparaison en paramètres [S] des deux filtres.....	81
Figure 48: Résultats de réglage du filtre1.	81
Figure 49: Résultats de réglage de filtre 2.	82
Figure 50: CAO du filtre et des vis de réglage, b) filtre elliptique 4-pôle après la fabrication additive polymère.	87
Figure 51: Banc de réglage automatique.	87
Figure 52: Variation des coefficients de couplage en fonction de la profondeur des vis.....	89
Figure 53: Comparaison entre les résultats de réglage d'un modèle équivalent avec et sans pertes.	90
Figure 54: Les paramètres [S] mesurés de filtre et ceux de son modèle équivalent sans pertes avant réglage.....	93
Figure 55: Résultats de mesure après réglage, (a) itération 1, (b) itération 2.....	94
Figure 56: (a) Décalage fréquentielle associés aux résonateurs, (b) le taux d'erreur des coefficients de couplages.	95
Figure 57: Evolution de la procédure de réglage, (a) état initial avant réglage, (b) itération 1, (c) itération 2, (d) itération 3, (e) itération 4.....	97
Figure 58: (a) Décalage fréquentielle associés aux résonateurs, (b) le taux d'erreur des coefficients de couplages.	98

Figure 59: Modèle physique et EM de filtre, topologie de couplage repliée.....	100
Figure 60: Banc de réglage automatique.	101
Figure 61: Réponse initial mesurée de filtre et celle de son modèle équivalent avec pertes avant réglage.	102
Figure 62: Variation des coefficients de couplage en fonction de la profondeur des vis (1-8).	103
Figure 63: Variation des coefficients de couplage en fonction de la profondeur des vis (9-15).	104
Figure 64: Apprentissage et profondeurs optimales des vis de réglage à l'itération 1.	105
Figure 65: Résultats de mesure et d'optimisation après la première itération.	106
Figure 66: Apprentissage et profondeurs optimales des vis de réglage à l'itération 2.	107
Figure 67: Résultats de mesure et d'optimisation après la deuxième itération.	107
Figure 68: (a) Filtre assemblé, (b) les deux blocs de filtre.....	109
Figure 69: l'évolution des paramètres [S] issus de la mesure et du modèle équivalent durant le réglage, (a) réponse initiale, (b) itération1, (c) itération 2.	109
Figure 70: La reproductibilité de la procédure de réglage automatique.....	111
Figure 71: Vue CAO du filtre à inserts TE_{101} et photographie du filtre réalisé.....	116
Figure 72: Réponses du filtre à différentes états de réglage.....	116
Figure 73: Banc de réglage.	117
Figure 74: Comparaison entre la réponse mesurée et celle du modèle équivalent.	118
Figure 75: Impact de l'enfoncement des vis de réglage sur l'intégralité des couplages adjacents.....	121
Figure 76: Résultats d'optimisation du modèle équivalent.	123
Figure 77: Résultats de mesure après réglage automatique.....	123
Figure 78: Résultats de mesure après réglage discret.....	127
Figure 79 : Modèle EM du filtre Hairpin.	128
Figure 80: Etat initiale avant réglage analogique.	128
Figure 81: Résultats de réglage analogique.	129

Table des tableaux

Tableau 1: Comparaison qualitative des différentes techniques de réglage post-fabrication.	65
Tableau 2: Comparaison entre les résultats de simulation et ceux avant réglage post-fabrication.....	77
Tableau 3: Comparaison entre les résultats de simulation et ceux après réglage post-fabrication.....	78
Tableau 4 : évolution des coefficients de couplage durant la procédure de réglage.	83
Tableau 5: Comparaison qualitatif des données de mesures.....	91
Tableau 6: la partie réelle des coefficients de couplage extraits après les deux types de réglage avec et sans pertes.....	92
Tableau 7: Les matrices de couplage extraites lors des deux itérations de réglage.....	95
Tableau 8: Les matrices de couplage extraites lors des quatre itérations de réglage.	98
Tableau 9: évolution des coefficients de couplage durant les deux itérations de réglage....	108
Tableau 10: Spécifications de filtre combline.....	108
Tableau 11: Spécifications du filtre accordable.....	116
Tableau 12: Comparaison entre les spécifications de l'état initial et les états objectifs.	118
Tableau 13: Matrice de couplage issue de l'extraction.....	119
Tableau 14: Plage de réglage effective.	120
Tableau 15: Profondeurs optimales des vis de réglage.	122
Tableau 16: Bilan de performance électrique de filtre après réglage.	124
Tableau 17: Comparaison entre réglage manuel et automatique.....	124
Tableau 18: L'évolution des termes de la matrice de couplage durant le réglage post-réalisation.....	125
Tableau 19: Performances électriques du filtre Hairpin.....	129

Introduction générale

Les missions satellitaires sont actuellement en forte évolution. Le marché était dans la période précédente porté par la diffusion de la télévision numérique. Il s'oriente maintenant vers des communications internet, avec notamment pour objectif une convergence des moyens terrestres et spatiaux dans le cadre du déploiement des télécommunications 5G. Le 'new space', ouverture de l'espace à de nouveaux acteurs, est un second vecteur qui porte en particulier le déploiement de constellations de satellites en orbites basses. L'industrie du secteur doit s'adapter à ces évolutions, qui s'accompagnent de ruptures technologiques dans les conceptions et fabrication des satellites. Le nombre de satellites (et donc de composants hyperfréquences), l'architecture des charges utiles, le coût des satellites et de leur mise en orbite, les délais donnés, les durées de vie attendues, l'environnement concurrentiel, sont parmi les nouvelles contraintes à intégrer et adresser pour le secteur.

Une part des composants intégrés dans ces nouvelles constellations reste pour autant très contrainte en termes de performances, notamment les filtres et duplexeurs hyperfréquences placés au niveau des antennes actives. Les sélectivités fréquentielles de ces composants sont peu compatibles avec une réalisation sur la base de technologies bas coûts : des phases de réglage de chaque dispositif restent nécessaires pour de nombreuses missions, ce qui allonge les délais et coûts de réalisation.

Pour produire des satellites à la chaîne, sans interruption, et dans les plus brefs délais, une chaîne de conception, de calibration et d'assemblage automatique de la charge utile de satellite est nécessaire. Cette chaîne automatique caractérise l'objectif de ce travail de thèse, qui est appliqué au réglage post-fabrication automatique des filtres hyperfréquences pour des applications spatiales.

Les outils d'aide à la conception des filtres hyperfréquences ne sont pas récents, ils datent en réalité des années 1980. A l'origine, l'idée était de mettre au point des méthodes d'analyse EM globales prenant en compte toutes les propriétés physiques et électriques de l'ensemble des dispositifs hyperfréquences de la charge utile, afin de réduire les temps de conception, puis de réalisation d'un satellite. Ceci a abouti à divers travaux de recherche sur l'ensemble des circuits de la charge utile. Le couplage des simulateurs EM à des modèles analytiques d'optimisation directe et hybride est un

exemple marquant pour la conception des filtres hyperfréquences. Par ailleurs, malgré la simulation précise et rigoureuse des structures de filtrage avec des outils informatiques très efficaces, les résultats expérimentaux postérieurs à la fabrication ne sont pas systématiquement identiques à ceux de la simulation, en raison des tolérances et imperfections de fabrication qui impactent fortement la réponse des filtres, d'autant plus que les bandes traitées ou les bandes de garde de ces filtres sont étroites. En conséquence, un réglage post-fabrication par des techniciens expérimentés a été inévitable pour remettre avec précision le filtre dans son cahier des charges ciblé par chaque constellation. Devant, la croissance importante du marché des télécommunications et la rapidité d'exécution exigée pour les dispositifs de filtrage hyperfréquence, le recours à un système expert de réglage devient urgent. Il est, donc, important de remplacer cette tâche de réglage manuelle et traditionnelle par des méthodes plus avancées et automatiques.

L'étude présentée dans ce travail de thèse est dédiée à la robotisation de l'étape de réglage post-fabrication des filtres hyperfréquences en production. La robotisation permettra à la fois de réduire l'intervention humaine et de rendre par conséquent la phase de production plus rapide et moins coûteuse.

Ce mémoire de thèse s'articule en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à une présentation générale de l'étude théorique appliquée à la conception de filtres hyperfréquences. Nous décrivons les enjeux techniques des nouvelles constellations et leurs besoins en termes de performances de filtrage hyperfréquence. La synthèse théorique en matrice de couplage des filtres hyperfréquence permettant d'étudier leurs caractéristiques électriques et les principales méthodes d'analyse électromagnétiques associées à leur conception sont présentées.

Le deuxième chapitre traite dans une première partie les principales méthodes de réglage post-fabrication automatique. Ces méthodes adoptent un principe commun qui consiste à établir à partir des données de mesure du filtre physique un modèle de filtre analytique ou heuristique et de le diriger pour converger efficacement vers les spécifications requises. Les méthodes de réglage post-fabrication analytiques reposent sur l'extraction et l'optimisation d'un modèle équivalent de filtre, généralement lié au comportement physique du filtre. Les méthodes de réglage post-

fabrication heuristiques sont-elles basées sur l'apprentissage automatique et l'intelligence artificielle, et traitent les filtres comme une boîte noire. Ces méthodes, de plus en plus élaborées, donnent progressivement naissance à des outils logiciels permettant de mener automatiquement toutes les étapes de réglage post-fabrication.

Nous décrirons, dans la deuxième partie de ce chapitre, la méthode de réglage post-fabrication automatique que nous avons développée. Cette méthode est basée sur l'optimisation d'un modèle de matrice de couplage paramétré. Sa création comprend trois étapes principales : 1) extraction d'une matrice de couplage canonique à partir de la réponse mesurée, 2) formulation de la matrice de couplage paramétrée en utilisant une analyse de sensibilité des éléments de réglage, 3) transformation de la matrice paramétrée en un modèle de circuit afin de l'optimiser et de prédire la position optimale des éléments de réglage. Puis nous l'appliquons au réglage post-fabrication d'un filtre volumique Tchebychev 3 pôles.

Le troisième chapitre est dédié à l'application de l'approche de réglage automatique sur une variété de structure de filtrage à réponses fréquentielles fixes. L'expérience montre comme nous l'expliquerons que la méthode est générale, indépendante à la fois de type de filtre étudié et de sa technologie. Le nombre d'itérations nécessaire est très réduit, les temps de réglage sont donc faibles. Cependant, la méthode n'est applicable que dans le cas où la réponse de filtre mesurée est extractible par le logiciel utilisé, Presto (topologie de couplage canonique).

Dans le quatrième chapitre nous interrogeons la robustesse de notre méthode de réglage dans ces contextes complexes de filtres à large bande relative, ou de filtres accordables en bande passante et/ou fréquence centrale, donc dans des configurations d'éléments de la matrice de couplage dépendants de la fréquence.

Enfin, la conclusion de ce manuscrit récapitule les résultats obtenus lors de ce travail de thèse et ses perspectives.

Ce travail de thèse a bénéficié d'un cofinancement du CNES, de la société INOVEOS, et de la région Nouvelle Aquitaine.

Chapitre I. Evolution des systèmes de communication par satellite & Généralités sur les filtres hyperfréquences volumiques

I.1. Introduction

L'internet par satellite est très certainement un vecteur prépondérant dans l'évolution de notre mode de vie contemporain. Avec les innovations techniques et le développement de la technologie, les systèmes de communication par satellite ont en effet connu des progrès remarquables au cours des deux dernières décennies afin d'atteindre une couverture de réseau mondial à tout moment et en tout lieu. Les transmissions satellitaires ont longtemps été dédiées pour une partie importante du marché à la transmission de la télévision numérique (point à multipoints). Elles sont amenées maintenant à contribuer fortement aux transmissions internet (point à point). Bien évidemment, à travers l'exploitation de l'espace libre[1], la transmission de l'information sur de longues distances, l'accès à l'information dans des zones à faible densité d'utilisateurs sont facilités par l'utilisation de satellites, pour des coûts réduits par rapport à ceux des systèmes de communication terrestres. Cependant, chaque système de communication par satellite (satellites en orbite basse et/ou haut) se complexifie pour répondre aux besoins de transmission internet, et doit relever différents défis, notamment par rapport aux retards de propagation élevés (temps de latence), aux limitations liées aux effets doppler ainsi que par rapport à la flexibilité du rayonnement en fonction des besoins des utilisateurs[2]. Avec la 5G, les systèmes de communication par satellite évoluent en complémentarité des systèmes terrestres, tout en leur faisant concurrence [3]. La fusion totale des réseaux s'opèrera avec les nouvelles générations de protocoles. Les défis techniques liés à cette évolution sont nombreux.

Ce chapitre sert ainsi à présenter dans une première partie le contexte général sur lequel s'appuie l'intégralité de ce travail de thèse, à savoir les enjeux techniques des nouvelles constellations et leurs besoins en termes de performance de filtrage hyperfréquence. Nous montrerons en l'occurrence la nécessité d'une sélectivité élevée pour éviter les interférences, ainsi qu'une maîtrise dans la bande passante de filtre afin de minimiser la dégradation du signal. Nous verrons que les filtres fortement sélectifs sont très sensibles aux tolérances de fabrication. Il n'est pas envisageable en fait pour de nombreuses applications de filtrage (entrée – sortie du satellite, filtrage de canaux par exemple) de tenir les spécifications à l'issue de la fabrication des dispositifs. Un réglage post fabrication est ainsi souvent nécessaire. Par la complexité des fonctions

à réaliser, par le nombre de dispositifs à réaliser dans des environnements d'antenne active, et plus encore par un besoin de réduction des coûts pour la mise en orbite de constellations en orbites basses, l'intégration de l'opération de filtrage implique maintenant un réglage post-fabrication automatique des dispositifs hyperfréquences. C'est ce qui permettra de répondre de manière fiable au cahier des charges particulier de chaque constellation. Ce chapitre met l'accent également, dans une deuxième partie, sur les aspects théoriques liés à la synthèse des filtres, intégrant notamment la notion de matrice de couplage. Ces méthodologies de synthèse représentent l'élément clé de la procédure de réglage automatique utilisée dans ce travail.

Partie A : Évolution des systèmes de communication par satellite

I.2. L'espace, enjeu majeur de la société de l'information

Du point de vue réseau, la communication par un système terrestre présente deux inconvénients majeurs qui résident dans leurs coûts de déploiement et de maintenance. En effet, à l'heure actuelle, la communication sollicite des coûts d'exploitations très importants sans pour autant assurer une couverture de réseau universelle. Par ailleurs, la technologie déployée au sol est très vulnérable aux catastrophes naturelles et sa couverture géographique reste limitée. Nous pouvons ajouter que ces architectures terrestres sont par nature moins flexibles que les architectures embarquées, par exemple pour s'adapter à la couverture d'événementiels ou en cas de crise nécessitant ponctuellement, dans le temps et dans l'espace, la prise en charge de très fortes densités de données. Pour ces raisons, l'exploitation de l'espace à travers les satellites s'est avéré et reste un moyen indispensable pour transmettre de l'information à très grande échelle. Le recours aux satellites est donc un facteur important dans le développement et la transformation de notre société en société de l'information [4].

L'accès à l'espace au travers de trois vastes catégories de systèmes spatiaux (Télécommunication, navigation et télédétection), distribués dans diverses constellations civiles et militaires, a transformé notre vision et a introduit des progrès importants au profit de notre société actuelle. Les télécommunications constituent d'une part le cœur de l'activité spatiale. Grâce à l'utilisation des satellites de communication en complément des infrastructures terrestres [5], nous sommes aujourd'hui capables d'accéder dans de très bonnes conditions aux bases de données en ligne, de partager et d'exprimer notre point de vue, ainsi que d'informer et d'alerter un danger. D'autre part, la navigation par satellite via les systèmes GPS (Global Positioning System) et GLONASS (Global Navigation System) [6] fournit aujourd'hui à des millions d'utilisateurs une information instantanée et gratuite sur leur localisation à tout moment et partout dans le monde. Enfin, sur le volet de la télédétection, le programme Copernicus du CNES est à ce jour le projet le plus ambitieux pour le suivi de notre planète et son environnement [7]. Une constellation appelée Sentinel, composée de 8 satellites en orbite, photographie et produit chaque jour et sans relâche 12 téraoctets de données pour superviser notre écosystème.

Ces exemples traduisent que l'activité spatiale relève plusieurs enjeux, aplanir les obstacles en termes de communication, satisfaire les besoins de l'humanité en la faisant accéder à un mode d'échange instantané des savoirs et des informations, ainsi qu'assurer la protection de notre planète.

Or, la nature des programmes spatiaux vit une transition importante aujourd'hui. L'utilisation des satellites en orbite haute, en nombre réduit, est soumise à des coûts de lancement onéreux en regard bien sûr de leur masse et de l'énergie à fournir pour les mettre en orbite autour la terre. Une électronique très performante et couteuse est utilisée pour ces programmes, sans répercussion forte sur leur coût global. Avec le déploiement de réseaux satellitaires en orbite basse, associant un nombre de satellites très important, les technologies évoluent, et doivent se rapprocher pour des questions de rentabilité de celles employées dans le domaine plus large de l'aéronautique. Et, pour y parvenir, le chemin de la miniaturisation et de la robotisation de la conception des satellites d'un côté, et la réutilisation des lanceurs d'un autre côté, sont considérés comme indispensables pour maintenir une bonne rentabilité à l'activité spatiale.

I.3. De l'ère spatiale aux mégaconstellations de satellites

Le 4 octobre 1957[8], l'ère spatiale ou la conquête spatiale a commencé avec le lancement du satellite Spoutnik1, une petite boule brillante de 58 centimètres de diamètre, pesant 84 kg, dont l'objectif principal était d'émettre le célèbre signal sonore <<Bip-Bip>> à travers ses quatre longues antennes. Au fil du temps et pendant la guerre froide, la conquête spatiale a donné lieu au lancement de plusieurs satellites, notamment le ballon Echo qui s'est positionné en orbite basse en août 1960. Il a permis pendant 8 ans la transmission radio et téléphonique intercontinentale. Le lancement du satellite TelStar1 a suivi en juillet 1962 dans le but de fournir des services téléphoniques et télévisuels sur de très grandes portées. TelStar1 était considéré comme un démonstrateur fonctionnel pour comprendre les enjeux techniques de courbure d'une liaison entre une station terrestre et un satellite en orbite autour de la terre. Au lancement de ce satellite a succédé le lancement en 1965 de son homologue Intelsat I, qui a fourni pour la première fois de liaisons télévisuelles directes et quasi-instantané entre l'Europe et les États-Unis.

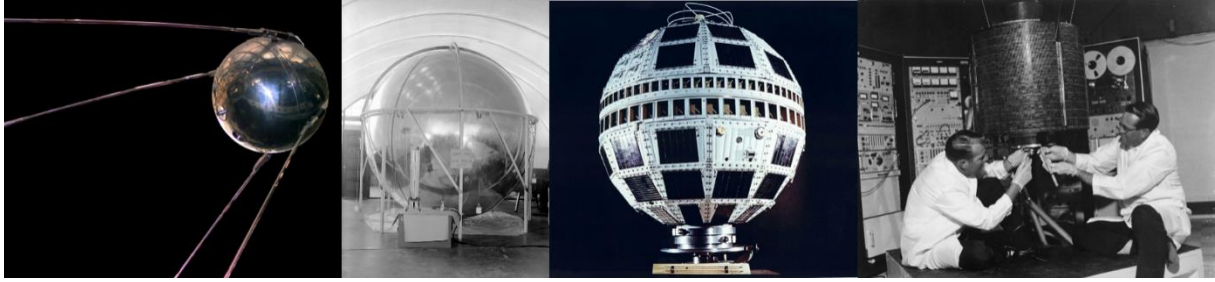


Figure 1: Spoutnik1, Echo, TelStar1, IntelSat I.

De manière générale, durant la deuxième moitié du XXème siècle, l'activité spatiale a été focalisée autour des besoins militaires, des applications de la transmission radio et télévisuelle. Pour répondre de mieux en mieux à ces services spatiaux, les satellites de télécommunications sont devenus de plus en plus onéreux et de plus en plus lourds. Comme indiqué en fin de partie précédente nous vivons une réelle rupture dans cette évolution dans les circonstances actuelles[9]. En raison de la diffusion d'internet au début du XXIème siècle et de l'évolution des tendances de l'industrie spatiale, les satellites ne peuvent plus se concentrer sur un seul type d'application spécifique. En effet, les technologies liées aux systèmes spatiaux ont commencé à voir leurs intérêts économique et social dans la diversité de leur domaine d'application. Elles s'imposent maintenant comme un secteur de grande consommation.

Les constellations ciblent à offrir des services adressés aux activités dans des zones blanches ou grises (Avion, bateau, transport océanique, communication aéroportée). C'est dans les années 1990 que la communication mobile par satellite a connu un premier développement important avec des systèmes représentatifs comme Immarsat (en orbite géostationnaire) et Iridium & Globalstar (en orbite basse) [10]. Cependant, avec l'arrivée de la norme GSM (Global System for mobile communication), l'augmentation rapide du nombre d'utilisateurs de cette norme et l'amélioration fulgurante de celle-ci au fil du temps (3G, 4G)[11], les projets de télécoms satellitaires ont été confrontés pendant 10 ans à des difficultés commerciales et financières. Il convient néanmoins de mentionner que les systèmes mobiles terrestres peuvent fournir à la fois un débit élevé et une latence faible, mais ils ne peuvent couvrir qu'environ 20% de la surface terrestre, soit seulement 6% de la surface planétaire[12]. Ainsi, et dans l'optique de déploiement massif d'internet sur l'ensemble du globe terrestre, et grâce à l'apparition des minisatellites (la masse en orbite est de moins de 500Kg), l'activité spatiale est entrée récemment dans une nouvelle ère, celle des mégaconstellations[9], destinées à proposer, depuis l'orbite basse entre 550 Km et 1400 Km d'altitude, du

débit d'internet comparable à celui des systèmes terrestres, partout et tout le temps. Il est intéressant de préciser que l'utilisation de l'orbite basse permet d'avoir, d'une part, une latence réduite due à la diminution des temps de propagation de l'onde EM, et d'autre part le double avantage d'utiliser des niveaux de puissance faible et un débit élevé, ce qui est n'est pas permis avec les orbites géostationnaires à 36000 Km d'altitude.

Dans ce nouveau paradigme, celui des mégaconstellations, les systèmes satellitaires ont énormément évolué. Depuis l'an 2010, la miniaturisation des satellites, la croissance de la complexité technologique, la réduction des coûts de lancement, la production massive des satellites ainsi que de leurs mises en orbite, ont amené certaines entreprises comme SpaceX, Oneweb, Amazon, Arianespace, Thales Alenia Space à lancer de vastes projets de mégaconstellations afin d'assurer un accès instantané à l'internet sur toute la planète. Ces projets sont poussés aussi par la révolution numérique de toutes les activités professionnelles et par la volonté du public de disposer des débits toujours plus importants pour être connecté en permanence et partout. Ces projets typiques sont O3b, Starlink, Oneweb, Kuiper, Telesat, Leosat etc.

A l'origine, cette nouvelle ère spatiale a débuté concrètement en juin 2013 avec le lancement des quatre premiers satellites de la constellation O3b (One 3 Billion)[13]. Peu à peu, avec un rythme de lancement de 4 satellites une fois par an et demi, la constellation O3b a été achevée en avril 2019 et présente actuellement un réseau fonctionnel avec un débit de 1,2Gigabit par seconde, comparable à celui de la fibre. Cette constellation regroupe 20 minisatellites positionnés en orbite moyenne dans le repère de l'Equateur et ayant un mode de fonctionnement utilisant la bande Ka[14]. Les minisatellites en question garantissent aujourd'hui des fonctions de connectivité internet et assurent une très grande couverture géographique (Voir Figure 2).



Figure 2: Deux satellites de la constellation O3b.

Plus récemment, les constellations Starlink (société SpaceX) et Oneweb sont aussi entrées dans la course à l'espace en déployant leur premier lot de minisatellites [15] [16], à un rythme de 60 satellites de 500Kg chacun tous les 25 jours pour Starlink. Ces lancements ont commencé en mai 2019 et n'en sont qu'à leur début. SpaceX prévoit de mettre, d'ici à 2025, en orbite basse à 550km d'altitude 42000 satellites fabriqués par ses propres équipes. La technologie est déployée dans des bandes de fréquence Ka (26.5 - 40 GHz), Ku (12 – 18 GHz) et V (40 à 75 GHz). Quant à Oneweb, ses équipes ont déjà lancé 74 satellites avec un rythme de 37 satellites par mois et prévoient de positionner 650 satellites d'une masse de 150 Kg opérant en bande Ku (jusqu'au 2022) sur une orbite polaire basse, à un niveau supérieur à celle de Starlink (1200Km au lieu de 550km), ce qui permet d'utiliser moins de satellites pour une couverture plus large. La constellation Oneweb est devenue aujourd'hui, de par ses performances, la plus récente et la moins chère dans le monde satellitaire, avec un investissement qui s'élève à de 2 milliards de dollars[17]. Oneweb poursuit actuellement avec Airbus la fabrication de ces satellites qui vont permettre de couvrir le Nord de l'Europe, le Royaume-Uni, l'Alaska et le Canada[18].



Figure 3: Image des satellites Starlink logés à l'intérieur du Falcon 9 de SpaceX (gauche), deux satellites Oneweb avant son lancement (droite).

Dans les années à venir, les mises en orbite basse et moyenne vont s'intensifier. D'une part avec la finalisation en 2023 du projet de réseau satellitaire canadien Telesat[19]. Les 298 satellites de cette constellation Lightspeed, dont la conception est confiée à Thales Alenia Space, seront interconnectés par laser; chaque satellite va pouvoir communiquer instantanément avec quatre d'autres. Cela permettra, par exemple, aux passagers d'une croisière ou d'un avion de dialoguer

instantanément quel que soit l'endroit où ils se situent dans le monde. D'autre part, Amazon, avec le projet Kuiper d' qui est encore en étude, a pour ambition de déployer 3236 satellites[20].

I.4. Charge utile d'un satellite de télécommunication

Un satellite de télécommunication est un satellite artificiel positionné sur une orbite terrestre autour de laquelle elle flotte[21]. Son rôle majeur est d'assurer le relai d'un signal radioélectrique émis depuis la terre ou d'un satellite vers une station réceptrice. Il dispose pour cela de trois liaisons, à savoir une liaison montante, une liaison descendante et une liaison intermédiaire de télécommande. La partie du satellite qui maintient ces liaisons est intitulée la charge utile du satellite. Celle-ci se compose dans son architecture classique et historique d'une antenne de réception, d'un amplificateur faible bruit, d'un mélangeur (Downconverter) fréquentiel afin de transposer le signal reçu vers sa bande d'émission, d'un amplificateur de puissance, d'un filtre de sortie et d'une antenne d'émission pour rayonner le signal amplifié dans sa propre direction (Figure 4). Dans le cas où des multiples canaux fréquentiels sont amplifiés parallèlement avec des amplificateurs en bande étroite mais captés puis retransmis avec des antennes en large bande, les signaux sont séparés en entrée par le multiplexeur d'entrée (IMUX) puis recombinaés en sortie par le multiplexeur de sortie (OMUX). Dans cette configuration, le satellite est un simple répéteur, le signal n'étant pas traité à bord, au-delà de la seule transposition en fréquence et de son amplification. De nombreux filtres fortement surtendus (IMUX et OMUX), traitant de fortes puissances (OMUX) sont intégrés à la charge utile dans cette architecture.

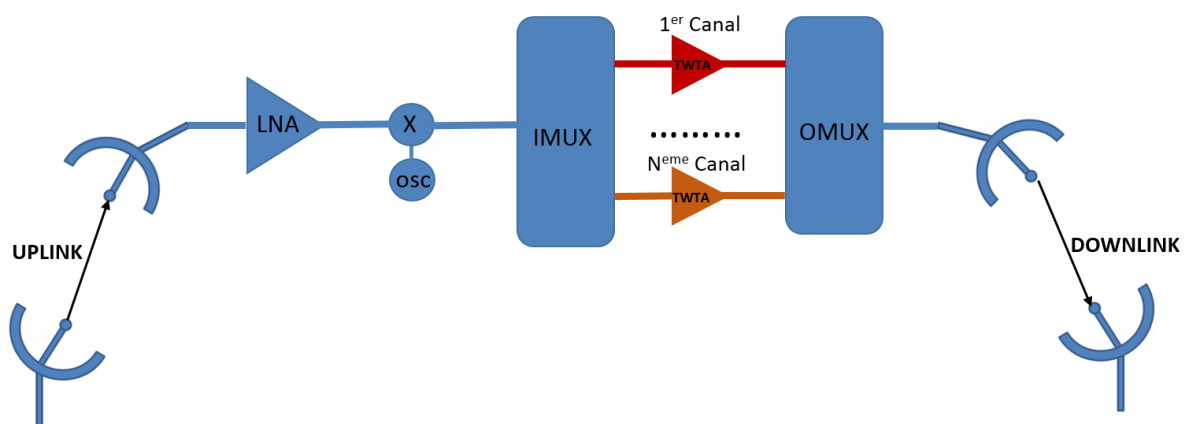


Figure 4: Simple architecture d'une charge utile de satellite de télécommunication.

Avec l'évolution des missions vers les communications internet, des évolutions importantes ont été apportées à la charge utile pour la rendre flexible : les liens à établir évoluent en temps réel, les bandes passantes, les puissances émises allouées à ces liens également. Un traitement du signal numérique est effectué par la charge utile d'une part, et un réseau d'antennes actives permet le contrôle des faisceaux émis. Dans ces nouvelles architectures, les opérations de routage ne sont plus effectuées sur la base de filtres, IMUX et OMUX, pour l'essentiel. Cependant, la fonction de filtrage reste nécessaire dans la chaîne de transmission, et le nombre de filtres reste important avec la multiplication de composants rayonnants élémentaires et de satellites.

I.5. Les filtres, leurs différentes technologies de réalisation et méthodes de conception

Un filtre hyperfréquence est un dispositif passif linéaire permettant, à travers sa géométrie physique, de laisser traverser ou de réfléchir sélectivement un ou plusieurs domaines spectraux d'un signal radioélectrique. Les filtres que nous allons considérer sont formés d'un ou plusieurs résonateurs, dont la fréquence de résonance dépend à la fois de leurs dimensions physiques et des propriétés électromagnétiques des matériaux constituant le résonateur. Généralement, les résonateurs sont limités par des parois totalement ou partiellement réfléchissantes. Le champ EM, à certaines longueurs d'onde discrètes, se réfléchit de manière constructive sur ces parois ou interfaces. L'onde est alors stationnaire, elle s'installe à des fréquences discrètes dans le résonateur sous la forme d'une distribution particulière, nommée mode de résonance.

Différents résonateurs, souvent de dimensions identiques ou proches, interfèrent entre eux au travers d'iris (inductifs, capacitifs pour des cavités couplées) ou de gaps (résonateurs plans, résonateurs diélectriques) dans l'objectif de renforcer la sélectivité de la fonction de filtrage. Ces résonateurs sont alors dits couplés. Des dispositifs d'excitation sont intégrés à proximité de la chaîne de résonateurs. Ils ont pour objectif de générer un signal dans le filtre puis de le capter en sortie du dispositif. Leur dimensionnement impacte fortement la réponse du filtre, notamment sa bande passante.

Le dimensionnement d'une fonction de filtrage (choix d'une technologie, d'une architecture de filtrage, synthèse des dimensions du filtre) est complexe, ce filtre

devant respecter des compromis entre diverses performances électriques (sélectivité, pertes d'insertions, temps de retard de groupe, ...), thermiques et mécanique, mais aussi de temps de conception et le coût de fabrication.

Plusieurs types de technologies des filtres hyperfréquences ont été élaborés pour couvrir une large gamme d'application. Nous ne présentons ici succinctement que 2 familles de filtres microondes parmi les plus classiques.

La technologie planaire cible à confiner le champ EM dans un substrat diélectrique, entre 2 conducteurs portant une onde de type TEM. Ces technologies sont d'intérêt pour leur compacité et leur simplicité d'intégration. Cependant, l'inconvénient de cette technologie est qu'elle est non utilisable dans les applications nécessitant le traitement de fortes puissances, et les pertes des dispositifs sont plus importantes qu'en utilisant des technologies volumiques.

En complément des résonateurs planaires, les résonateurs à guide d'onde ou à résonateurs diélectriques sont ainsi préférés, en dépit du problème d'encombrement qu'ils présentent, lorsque de hautes performances électriques (faible pertes, forte sélectivité, traitement de fortes puissances) sont recherchées. Ceci justifie leur utilisation dans les systèmes de télécommunication spatiaux.

La synthèse de ces dispositifs de filtrage est complexe. Par leur nature volumique, seuls des logiciels électromagnétiques sont en mesure d'analyser leur réponse électrique. Les topologies des filtres étant complexes, les temps de calcul associés à ces analyses restent encore aujourd'hui trop importants pour procéder à des phases d'optimisation multi-paramètres, sur la base de méthodes de type gradient, random ou autres. Il est donc nécessaire d'utiliser des procédures d'optimisation très spécifiques au filtrage. Nous décrivons la méthode que nous employons dans la partie suivante.

I.6. Les filtres volumiques et leurs multiples technologies de fabrication additive

La fabrication additive des filtres volumiques est désormais un support très pratique pour les concepteurs radiofréquences[22]. Elle permet de réaliser rapidement des preuves de concepts en plastique avant de procéder à des fabrications métalliques plus longues et coûteuses. Nous allons, ici, décrire brièvement les deux technologies de fabrication additive utilisées dans ce travail pour produire des filtres volumiques.

La première machine utilisée est celle commercialisée par Stratasys (**Uprint SE/Stratasys, Ltd**). C'est une imprimante fondée sur le principe de dépôt de fil fondu

(FDM : Fused Deposition Modeling)[23]. Plus précisément, le principe de la FDM repose sur une méthode d'extrusion à l'état fondu : un filament de plastique (L'acrylonitrile Butadiène Styrène, le polycarbonate...) est introduit dans une tête d'extrusion à température contrôlée afin d'être chauffée à un état semi-liquide puis déposé couche par couche pour produire les pièces 3D (Voir Figure 5). Une épaisseur de 254 μm par couche et une précision de 200 μm sont réalisables avec cette imprimante.

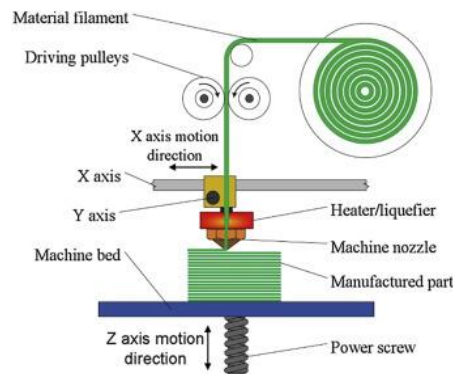


Figure 5: Imprimante 3D (Dépôt de fil fondu).

La deuxième machine utilisée, (**Objet260 Connexe1/ Stratasys, Ltd**), permet de déposer des couches plus fines par rapport à l'imprimante 3D précédente [24]. La méthode employée par cette machine est nommée PolyJet. Elle repose sur le principe de la photopolymérisation. Cette machine dépose le matériau par un jet de polymère liquide et photosensible, qui se transforme en plastique solide lorsqu'il est soumis à une lumière UV. Cette imprimante 3D possède deux modes d'impression : Haute vitesse (HS) et Haute qualité HQ. Dans le cas de la fabrication HS, les couches font une épaisseur de 33 μm , pour 16 μm dans la configuration HQ. Une précision variant de 20 à 80 μm est atteignable, en fonction de la taille de la pièce à fabriquer.

D'une manière générale, au-delà de ces seules technologies additives, dans la mise en œuvre pratique d'un filtre à cavités, les imprécisions sur les dimensions des cavités, iris, ..., l'uniformité et la qualité des parois latérales, affectent fortement les réponses électriques des filtres, et ce d'autant plus que leur bande passante relative est faible. Afin de compenser ces effets, on utilise généralement des vis de réglage (structure volumique) ou des techniques d'ablation laser pour se rapprocher d'une distribution idéale du champ électromagnétique et pour remettre avec précision le filtre dans son gabarit souhaité : le réglage du filtre post réalisation est donc indispensable, quelle que soit la technologie employée pour réaliser le filtre, pour la réalisation de gammes

de filtres surtendus. La méthode de réglage automatique que nous proposons permet de réduire les temps de réglage, et d'atteindre des niveaux de correction des réponses supérieurs à ceux obtenus par des opérateurs humains, comme nous le verrons. Il faut également ajouter que pour des réalisations d'équipements pour des satellites en orbites basses, l'emploi de technologies 'faibles coûts' peut être privilégié. Il peut en effet être plus intéressant au global d'associer technologie bas coût et procédure de réglage automatique, plutôt que d'utiliser une technologie plus précise mais au coût plus important.

Partie B : Rappel théorique et matrice de couplage

Cette partie a pour objectif de présenter de manière succincte les aspects théoriques sur lesquels ce travail s'est appuyé, en particulier, la matrice de couplage et ses topologies usuelles qui peuvent être utiles pour un ingénieur radiofréquence.

I.7. Les quadripôles

Un filtre hyperfréquence linéaire peut être modélisé théoriquement par le quadripôle passif illustré sur la figure 6.

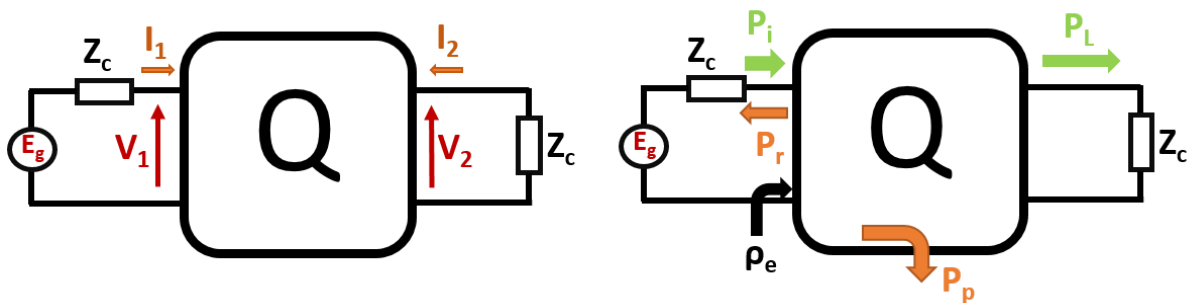


Figure 6: Représentation du filtre sous forme de quadripôle.

Le fonctionnement électrique du quadripôle est communément caractérisé par :

V_1, V_2 : Tension d'entrée et de sortie du quadripôle.

I_1, I_2 : Courant d'entrée et de sortie du quadripôle.

Z_c : charge réelle.

P_i : la puissance fournie par le générateur à une charge réelle Z_c ($P_g = \frac{|E_g|^2}{8Z_c}$).

ρ_e : coefficient de réflexion à l'entrée du quadripôle.

P_r : la puissance réfléchie ($P_r = P_i (1 - |\rho_e|^2)$).

P_L : la puissance transmise à la charge ($P_L = \frac{|V_2|^2}{2Z_c}$).

P_p : la puissance dissipée par le quadripôle ($P_p = P_i - (P_r + P_L)$).

I.8. Les paramètres [S], fonction de transfert et de réflexion du quadripôle

Reprenons le simple circuit de transmission présenté sur la figure 7.

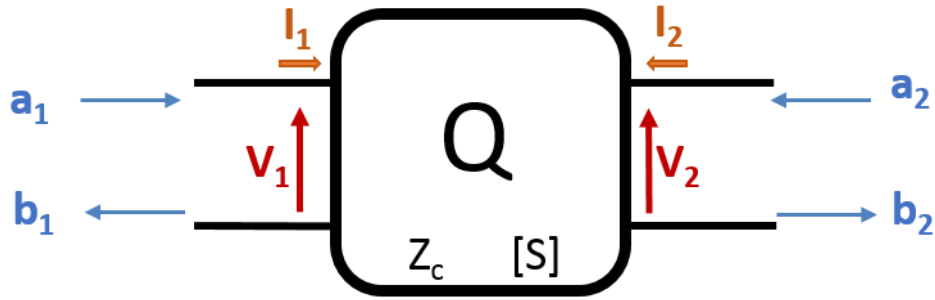


Figure 7: Paramètres S d'un quadripôle.

Avec :

$$\begin{aligned}
 a_1 &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_1}{\sqrt{Z_c}} + \sqrt{Z_c} I_1 \right) \\
 b_1 &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_1}{\sqrt{Z_c}} - \sqrt{Z_c} I_1 \right) \quad (1) \\
 a_2 &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{\sqrt{Z_c}} + \sqrt{Z_c} I_2 \right) \\
 b_2 &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{\sqrt{Z_c}} - \sqrt{Z_c} I_2 \right)
 \end{aligned}$$

La puissance \bar{P} fournie en entrée du quadripôle s'écrit :

$$\bar{P} = \bar{P}_i - \bar{P}_r \quad \text{Avec } \bar{P}_i = \frac{1}{2} |a_1|^2 \text{ et } \bar{P}_r = \frac{1}{2} |b_1|^2$$

$$\bar{P} \text{ s'écrit encore } \quad \bar{P} = \bar{P}_i (1 - |\rho_e|^2) \text{ et } \rho_e = \frac{b_1}{a_1} \quad (2)$$

Lorsque le port 1 est connecté à un générateur avec une impédance interne Z_o et que le port 2 est fermé par une impédance Z_o ($E_2=0$), les paramètres [S] associés au port 1 sont définis comme le rapport entre b_1, b_2 par rapport à a_1 :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0}$$

De même, si le port 2 est connecté au générateur avec une impédance interne Z_o et que le port 1 est fermé par la résistance Z_o ($E_1=0$), les paramètres [S] associés au port 2 peuvent être définis comme le rapport entre b_1, b_2 et a_2

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0}$$

Le principe de superposition permet de calculer b_1 et b_2 lorsque les deux générateurs sont connectés au moyen des paramètres [S] :

$$\begin{cases} \mathbf{b}_1 = \mathbf{S}_{11}\mathbf{a}_1 + \mathbf{S}_{12}\mathbf{a}_2 \\ \mathbf{b}_2 = \mathbf{S}_{21}\mathbf{a}_1 + \mathbf{S}_{22}\mathbf{a}_2 \end{cases} \quad (3)$$

Il est également possible d'établir une fonction de transfert et de réflexion équivalente au quadripôle représenté par la matrice [S].

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_r}{P_i} \quad P_t = \frac{|V_2|^2}{2Z_C} = \frac{1}{2} |b_2|^2 \quad \text{d'où} \quad \frac{P_t}{P_i} = |S_{21}|^2 \quad (4)$$

La fonction de transfert $\mathbf{H}(\mathbf{p})$, qui est inversement proportionnelle aux pertes d'insertion du quadripôle, peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$\frac{1}{|\mathbf{H}(\mathbf{p})|^2} = \mathbf{P}_{insertion} = \frac{\overline{P_i}}{P_L} = \frac{1}{|S_{21}(\mathbf{p})|^2} \quad (5)$$

Ainsi, La fonction de réflexion $\mathbf{T}(\mathbf{p})$, inversement proportionnelle aux pertes de réflexion du quadripôle, peut prendre la forme suivante :

$$\frac{1}{|\mathbf{T}(\mathbf{p})|^2} = \mathbf{P}_{reflexion} = \frac{\overline{P_i}}{P_r} = \frac{1}{|S_{11}(\mathbf{p})|^2} \quad (6)$$

Avec $\mathbf{p}=\alpha+j\omega$ caractérisant dans le domaine de Laplace respectivement les pertes intrinsèques du quadripôle et l'évolution fréquentielle du signal dans celui-ci.

Dans le cas d'un quadripôle passif sans pertes ($\alpha=0$), $\mathbf{p}=j\omega$:

$$|S_{11}(j\omega)|^2 + |S_{21}(j\omega)|^2 = 1 \quad (7)$$

I.9. Model rationnel des paramètres [S] et fonction de filtrage

La réponse fréquentielle en paramètres [S] d'un filtre hyperfréquence peut être approximée par une fonction rationnelle dans une bande de fréquence étroite. Cette fonction de transfert est définie comme un rapport de deux polynômes. Son expression fait apparaître clairement les pôles (p_i) et les zéros de transmission (z_i) réels ou complexes d'un dispositif de filtrage.

$$\mathbf{H}(\mathbf{p}) = \frac{a_0+a_1\mathbf{p}^1+a_2\mathbf{p}^2+\dots+a_m\mathbf{p}^m}{b_0+b_1\mathbf{p}^1+b_2\mathbf{p}^2+\dots+b_n\mathbf{p}^n} = \frac{\prod_{i=1}^m(\mathbf{p}-z_i)}{\prod_{i=1}^n(\mathbf{p}-p_i)} \quad \text{ou encore} \quad |\mathbf{H}(\mathbf{p})|^2 = \frac{1}{1+|\mathbf{D}(\mathbf{p})|^2} \quad (8)$$

Le polynôme $\mathbf{D}(\mathbf{p})$ est appelé fonction discriminante du filtre. Il peut être calculé pour des fonctions de type passe-bas, passe-haut, réjecteur de bande, multibande, ... Une première étape de synthèse dans la conception d'un filtre consiste à déterminer les coefficients a_i et b_i de la fonction $\mathbf{H}(\mathbf{P})$ pour un cahier des charges imposé. Pour que ce calcul ait une vocation générique, il est d'intérêt de l'effectuer sur une première fonction de filtrage normalisée, un filtre passe-bas dont la pulsation fréquentielle de

coupure est $\omega_c=1$ rad/s et l'impédance de référence $Z_0 = 1$ ohm. Des transformations d'impédance et de fréquence sont alors effectuées pour réaliser le calcul de $D(p)$ pour la fonction de filtrage objectif. L'analyse approfondie de cette fonction $D(p)$ est largement traitée dans la littérature scientifique, et une étude détaillée sur les différentes fonctions de filtrage et les transformations fréquentielles et d'impédance est présentée dans le livre de R. J. Cameron[25].

I.10. Matrice de couplage

Compte tenu que le comportement fréquentiel d'un filtre hyperfréquence est souvent très sensible aux tolérances de fabrication, son réglage post-fabrication manuel ou à travers des méthodes d'optimisation classique directes sur les paramètres $[S]$, est généralement chronophage. Par ailleurs, pour des topologies de filtrage complexes, les méthodes d'optimisation directes (gradient, quasi-newton) appliquées à l'optimisation des paramètres $[S]$ ne permettent pas de converger vers un comportement fréquentiel répondant au cahier des charges : le nombre de degré de liberté, la sensibilité des réponses à ces paramètres rendent cette phase d'optimisation complexe.

Parmi les outils fréquemment utilisés actuellement pour la conception et le réglage post-fabrication automatique des filtres hyperfréquences contenant des couplages adjacents et non-adjacents, un appui sur la matrice dite de couplage semble être le choix le plus approprié. La matrice de couplage est une technique permettant d'une part de convertir les paramètres $[S]$ déterminés au moyen d'un modèle rationnel approximatif, en un ensemble de coefficients de couplage directement liés aux dimensions physiques et géométriques de la structure de filtrage. Elle sert alors à identifier les couplages et les résonateurs qui nécessitent une correction et à mettre efficacement le filtre dans son cahier des charges désiré. De plus, l'analyse de sensibilité, appuyée sur la matrice de couplage d'un filtre (en étudiant comment les coefficients de couplage du filtre réagissent aux variations de ses variables de réglage), permet d'identifier les variables qui contribuent le plus et/ou le moins à la variabilité des paramètres électriques de filtre. Si cette variabilité est synonyme d'imprécision sur les valeurs optimales attendues, il sera alors possible, en utilisant la matrice de coupage, d'améliorer la réponse de filtre à moindre coût. En effet, la plage de réglage du modèle de filtre pourra être augmentée et/ou diminuée en concentrant les efforts sur la réduction et/ou l'augmentation des paramètres de réglage les plus

et/ou les moins influents. La matrice de couplage permet également de déterminer les variables de réglage qui interagissent entre elles, afin de maîtriser au mieux la précision du modèle équivalent du filtre et de simplifier la tâche d'optimisation.

Nous introduisons ainsi ci-après des notions théoriques sur la matrice de couplage. Un descriptif plus exhaustif sur ce thème peut être trouvé dans [26].

A partir de la détermination de la fonction $D(P)$ d'un filtre passe-bas normalisé, un modèle électrique associant des éléments capacitifs et inductifs est extrait. Des transformations sont alors opérées sur $D(p)$ et sur la topologie de ce modèle pour obtenir un circuit équivalent (satisfaisant la fonction de filtrage objectif) dans lequel les composants (capacités, inductances, transformateur, ...) prennent un sens physique : leur valeur (composant unitaire ou groupe de composants) peut être reliée à des dimensions physiques du dispositif à réaliser. La procédure de synthèse consiste donc, après avoir déterminé les valeurs des composants du modèle électrique, à calculer les dimensions réelles du filtre.

Le circuit de la figure (8) représente un modèle en éléments localisés d'un filtre passe bande associant des résonateurs couplés entre eux et à 2 accès. La fréquence de résonance de chaque résonateur i est liée au couple L_i & C_i . Les couplages entre résonateurs i et j sont modélisés par les mutuelles inductances \bar{M}_{ij} complexes. R_g, E_g caractérise le couplage d'entrée du filtre : le générateur réel est couplé à un résonateur du filtre, R_g, E_g représente le générateur de Thévenin équivalent intégré à ce résonateur. R_L représente de même l'impédance de Thévenin équivalente vue par le résonateur de sortie du filtre. Dans cette représentation très générale, tout résonateur i peut être couplé à l'ensemble des N résonateurs du filtre. La méthode de synthèse décrite précédemment conduit à la détermination des valeurs de l'ensemble des composants du filtre pour un cahier des charges fixés. La connaissance des couples L_i & C_i permettra de dimensionner les résonateurs, de M_{ij} de dimensionner les distances et/ou dispositifs de couplage entre résonateurs, de R_g et R_L de dimensionner les dispositifs de couplage d'entrée sortie du filtre.

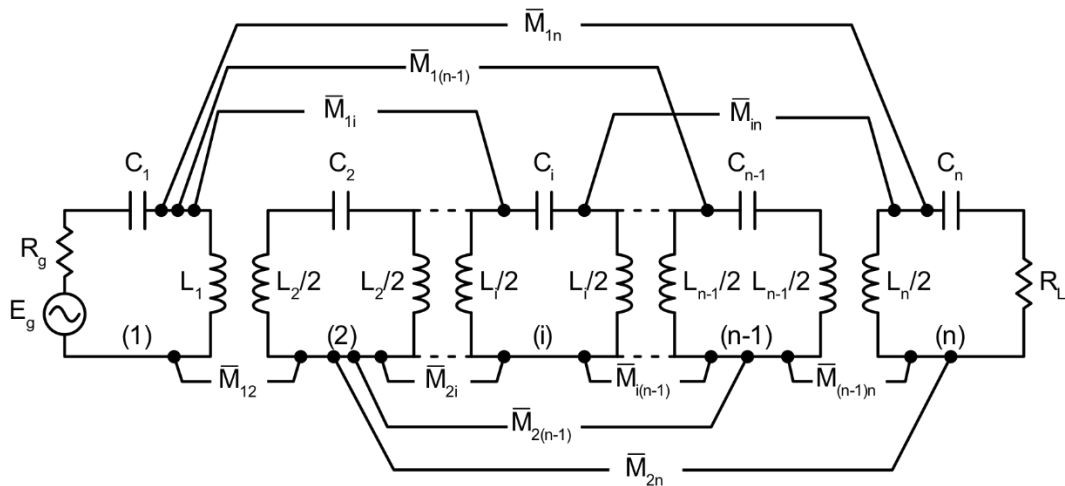


Figure 8: Schéma équivalent en élément localisé d'un filtre passe bande sans pertes.

Notons que sur ce circuit :

- Les pertes ne sont pas prises en compte car aucun élément résistif n'a été intégré aux résonateurs. Une première phase de synthèse est en effet généralement effectuée sans considérer les pertes, ce qui permet d'utiliser les propriétés des quadripôles sans pertes. Des résistances sont intégrées a posteriori pour évaluer le niveau des pertes du filtre.
- Seul le produit $L_i \times C_i$ est imposé. Nous pouvons par exemple déterminer les valeurs C_i contrôlant la fréquence des résonateurs, en considérant des inductances L_i fixées à une valeur constante L ($L_i=L$).

Nous allons calculer maintenant la matrice impédance caractéristique $[Z(\omega)]$ du circuit de la figure 8. Afin d'appliquer la loi de Kirchhoff, nous considérons que le courant i_n est défini dans le sens des aiguilles d'une montre dans chaque résonateur i . On obtient alors le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} E_g = i_1 \left(R_g + jL_1\omega + \frac{1}{jC_1\omega} \right) + j\bar{M}_{12}\omega * i_2 + \dots \\ 0 = j\bar{M}_{12}\omega * i_1 + i_2 \left(jL_2\omega + \frac{1}{jC_2\omega} \right) + \dots \\ \dots \\ 0 = j\bar{M}_{1n}\omega * i_1 + j\bar{M}_{2n}\omega * i_2 + \dots + i_n \left(R_L + jL_n\omega + \frac{1}{jC_n\omega} \right) + \dots \end{cases} \quad (9)$$

Nous utilisons les notations suivantes :

- ω_0 : la pulsation centrale du filtre.
- RBW (*relative bandwidth*) : la bande passante relative du filtre (le rapport de la fréquence centrale du filtre par sa bande passante équiondulation).

$$RBW = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (10)$$

Nous normalisons alors les coefficients de la matrice de la manière suivante :

$$r_i = \frac{R_i}{\omega_0 \cdot L \cdot RBW}; d_i = \frac{1}{\omega_0 \cdot L \cdot RBW} \left(jL_i \omega + \frac{1}{jC_i \omega} \right) \text{ et } m_{ij} = \frac{\bar{M}_{ij}}{L \cdot RBW} \quad (11)$$

En introduisant ces éléments dans le système d'équations précédent et en utilisant l'approximation des filtres à bande étroite ($\frac{\Delta f}{f_0} \ll 1$), nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} E_g \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \omega_0 \cdot L \cdot RBW \cdot \begin{bmatrix} r_1 + d_1 & j \cdot m_{21} & \cdots & j \cdot m_{n1} \\ j \cdot m_{12} & d_2 & \cdots & j \cdot m_{n2} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ j \cdot m_{1n} & j \cdot m_{2n} & \cdots & r_n + d_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = [\mathbf{z}(\omega)] \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \quad (12)$$

De ce fait, la matrice impédance normalisée $\mathbf{z}(\omega)$ prend l'expression rationnelle suivante :

$$[\mathbf{z}(\omega)] = ([r(\omega)] + j \cdot [c(\omega)] + j \cdot [d(\omega)]) \cdot \omega_0 \cdot L \cdot RBW \quad (13)$$

$$\text{Avec: } [r] = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & r_n \end{bmatrix}, [c] = \begin{bmatrix} 0 & m_{21} & \cdots & m_{n1} \\ m_{12} & 0 & \cdots & m_{n2} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ m_{1n} & m_{2n} & \cdots & 0 \end{bmatrix}, [d] = \begin{bmatrix} d_1/j & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & d_2/j & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & d_n/j \end{bmatrix}$$

Où :

[r] : Cette matrice caractérise les couplages d'entrée et de sortie.

[d] : Cette matrice traduit le décalage fréquentiel de chaque résonateur i par rapport à la fréquence centrale de filtre

[c] : Cette matrice caractérise les couplages inter-résonateurs.

À partir de ces trois matrices, nous définissons la matrice de couplage normalisée [m] sous la forme suivante :

$$[m] = \begin{bmatrix} r_1 + d_1/j & m_{21} & \cdots & \cdots & m_{n1} \\ m_{12} & d_2/j & \cdots & \cdots & m_{n2} \\ m_{13} & \cdots & d_3/j & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ m_{1n} & m_{2n} & \cdots & \cdots & r_n + d_n/j \end{bmatrix} \quad (14)$$

Cette matrice décrit ainsi l'intégralité des informations qui caractérisent la structure de filtrage (en dehors de la fréquence centrale et de la bande passante du filtre). Sous cette forme, l'ensemble des coefficients de la matrice sont en effet indépendants de la fréquence centrale et de la bande passante, d'où l'appellation matrice de couplage normalisée. Il est important de mentionner que cette matrice intègre les couplages aux accès, il s'agit ainsi d'une matrice d'ordre $n+2 \times n+2$.

Nous savons donc calculer cette matrice de couplage pour un cahier des charges donné. Nous saurons nous servir de ce modèle pour évaluer les dimensions physiques du filtre, tout en faisant cependant des approximations. C'est en fait le problème inverse qui va constituer le cœur de la procédure de réglage post-fabrication automatique utilisée dans ce travail : à partir d'une réponse simulée ou mesurée du filtre, comment extraire un modèle, une matrice de couplage, et comment exploiter cette matrice de couplage pour régler progressivement le filtre ?

Le réglage post-fabrication automatique des filtres volumiques que nous présentons dans cette thèse se base toujours sur une topologie de filtre en adéquation avec une modélisation sous forme de matrice de couplage (résonateurs planaires ou volumiques couplés) selon la même topologie (cf. I.11.). Le réglage de chaque topologie peut devenir très complexe en raison de la non-unicité de la matrice de couplage (i.e. une même réponse mesurée peut alors être modélisée par plusieurs matrices de couplages distinctes mais partageant la même topologie), ou lorsque des coefficients de couplage apparaissent ou disparaissent modifiant ainsi la topologie apparente du filtre.

I.11. Zéros de transmission

Les zéros de transmission font référence aux fréquences auxquelles le filtre isole complètement l'accès d'entrée de celui de sortie. A ces fréquences, $|S_{21}|=0$

I.12. Topologies de couplage usuelles

L'objectif de cette partie est de mettre en évidence des topologies de couplage différentes produisant la même réponse en paramètres $[S]$ que celle de la figure (9). En effet, les topologies présentées ci-dessous font toutes références à une même fonction de transfert possédant 8 pôles et 2 zéros de transmissions. En intégrant les couplages aux accès de ce filtre 8 pôles, la matrice de couplage de ce dernier sera donc de dimension 10×10 .

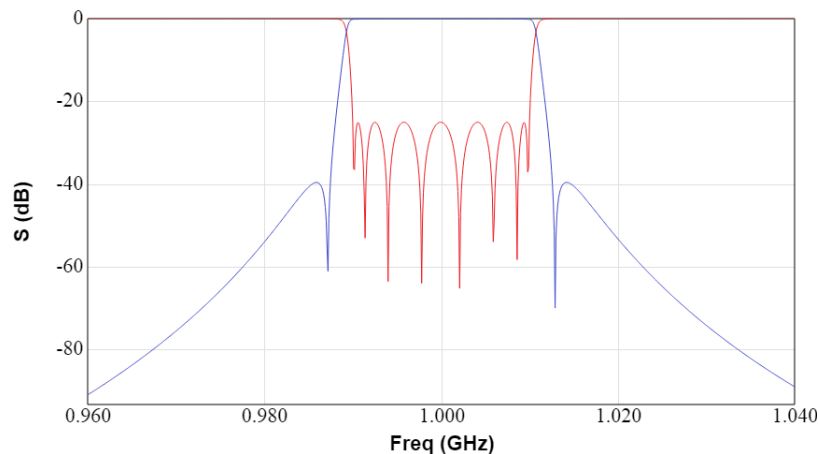


Figure 9: Filtres 8 pôles avec deux zéros de transmission symétriques.

Nous allons maintenant décrire deux topologies de couplage utilisées dans ce travail, en l'occurrence la topologie flèche et la topologie repliée, qui permettent d'obtenir la même réponse de filtrage présentée figure 10. Une étude plus exhaustive sur les topologies des matrices de couplage peut être trouvée en complément en consultant la thèse [27] et la HDR [28].

I.12.1 Topologie flèche

La topologie flèche est communément la plus utilisée pour la synthèse analytique des filtres grâce à sa propriété d'unicité, pour tout nombre de résonateurs. En effet, cette topologie est considérée comme un excellent point de départ duquel différentes topologies peuvent être déterminées au moyen d'une séquence de rotations opérées sur les lignes et colonnes de la matrice.

Un exemple de topologie est présenté figure (10) et permet de comprendre intuitivement ce qui est entendu par le vocable 'flèche'. Lorsque tous les zéros de transmission sont à l'infini, cette forme flèche devient une topologie conventionnelle dite In-line, dans laquelle les résonateurs sont couplés en cascade : seuls les coefficients des sur- et sous-diagonales de la matrice sont non nuls.

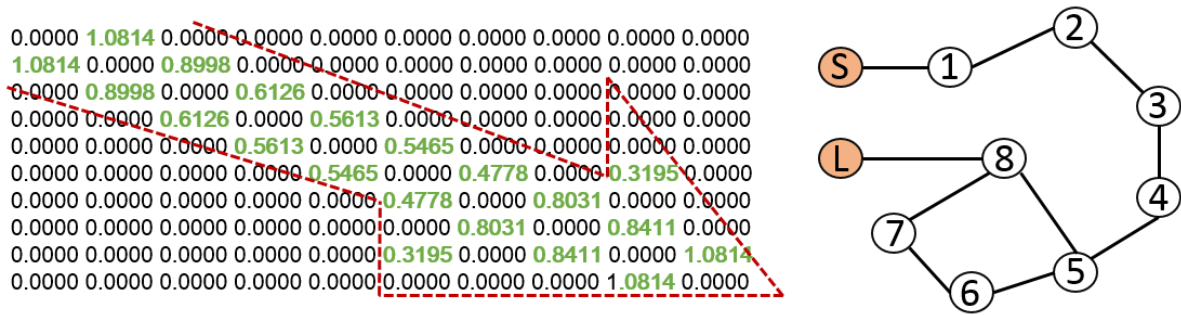


Figure 10: Matrice et topologie flèche.

Cependant, lorsqu'une sélectivité élevée de filtre est nécessaire, tout en gardant un nombre réduit de résonateurs, la présence de zéros de transmission devient nécessaire. Dans ce cas, à partir de la topologie flèche on peut faire apparaître, par rotations successives, des triplets et/ou des quadruplets, c'est à dire des groupes de trois/quatre résonateurs couplés entre eux en incluant des couplages non adjacents. Bien que leur mise en œuvre physique puisse être complexe, ce type de matrice permet néanmoins de rendre la fonction de filtrage visée réalisable physiquement.

La condition d'unicité de la matrice de couplage est cruciale pour la méthode de réglage post-fabrication automatique utilisée dans ce travail et la résolution du problème inverse mentionné ci-dessus. Cette condition n'est toutefois pas satisfaite pour les topologies transversales, où les résonateurs sont couplés simultanément aux 2 accès de filtre. Il en va de même pour la topologie extended-box (cf. figure 11), pour laquelle plusieurs matrices de couplage selon la même topologie peuvent d'être obtenues pour une même fonction de transfert.

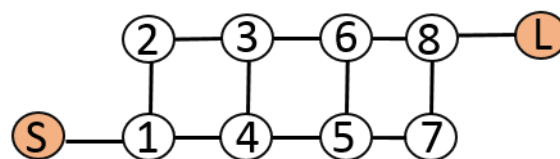


Figure 11 : Extended-box topologie.

I.12.2 Topologie repliée

Les matrices de cette catégorie (Voir figure 12), nommées aussi matrices en échelle, présentent le triple avantage de maximiser le nombre de zéro de transmission et de simplifier la mise en œuvre physique du filtre tout en remplissant la condition d'unicité. Cette topologie est ainsi parmi les plus utilisées pour des technologies de filtres à cavités nécessitant une forte sélectivité avec un nombre réduit de résonateurs.

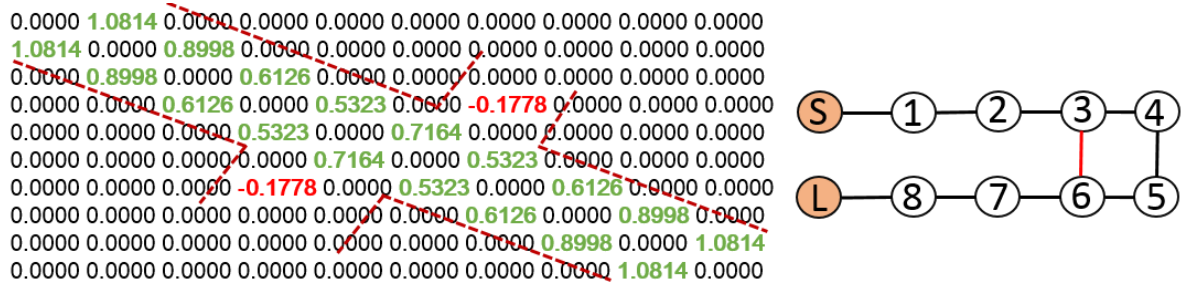


Figure 12: Matrice et topologie repliée.

La topologie présentée sur la figure (12) fait apparaître le couplage replié entre le résonateur 3 et le résonateur 6. Deux autres couplages repliés sont possibles. Ils sont caractérisés par les couplages entre les résonateurs 1 et 8, 2 et 7. Il peut être montré que ces types de couplage fournissent chacun deux zéros de transmission symétriques autour de la fréquence centrale de filtre. Ces couplages repliés présentent généralement une valeur faible par rapport aux autres couplages adjacents. Ce qui les rend beaucoup plus sensibles aux imperfections de fabrication.

I.13. Couplage inter-résonateurs

Nous présentons ce concept sur l'exemple d'un filtre associant 2 cavités parallélépipédiques identiques (figure 13). Plus l'ouverture de l'iris positionné entre les 2 cavités diminue, plus la fréquence de résonance du mode TE_{101} (mode de l'association des 2 cavités sans iris) se rapproche de celle du mode TE_{102} . Les champs du mode TE_{101} sont fortement perturbés par la présence de l'iris, alors que les champs du mode TE_{102} ne le sont pas. Ces deux modes ayant des configurations similaires dans les accès, ils sont couplés de la même manière en entrée et en sortie. La fonction de filtrage résulte de la superposition des contributions des 2 modes, dont on fixe l'écart en fréquence en ajustant l'ouverture de l'iris, les conditions de phase à la fréquence permettant cette combinaison constructive.

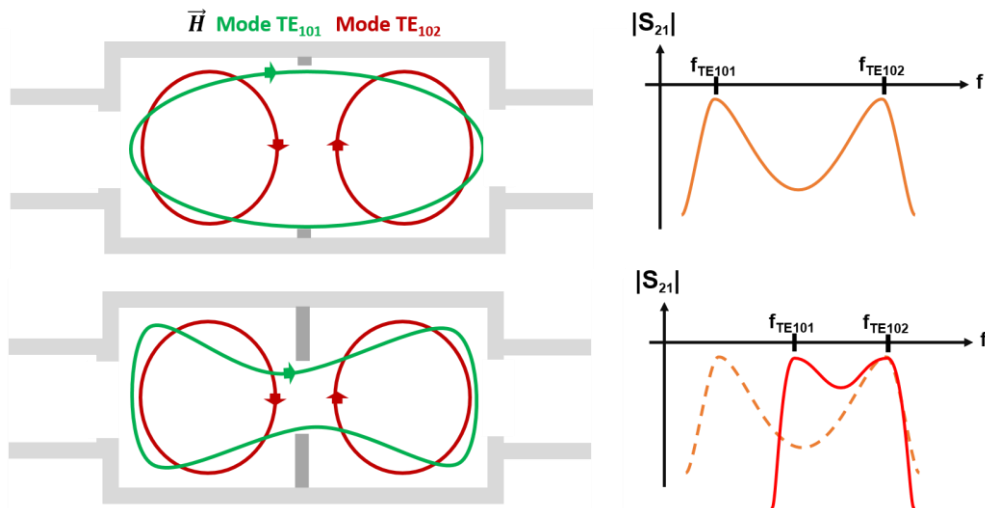


Figure 13: évolution de S_{21} en fonction de la largeur de l'iris.

De manière générale, il excite trois types de couplage inter-résonateurs, à savoir le couplage magnétique, le couplage électrique et le couplage mixte.

Pour le couplage magnétique, comme l'illustre la structure présentée dans la figure (13), les champs magnétiques des deux résonateurs adjacents considérés isolément sont colinéaires. L'iris, dit inductif, placé entre les résonateurs régule alors l'interaction magnétique entre les résonateurs.

Nous pouvons modéliser cette interaction par le circuit équivalent présenté figure (14). Le couplage est régulé par un réseau en T constitué d'une inductance Shunt $-L_m$ et de deux inductances séries de valeur $-L_m$. Ce réseau peut être vu comme un inverseur d'impédance entre les deux résonateurs.

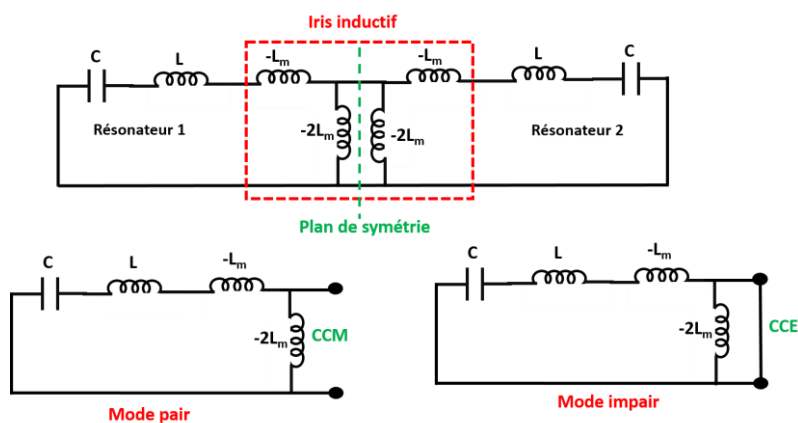


Figure 14: Schéma équivalent du couplage inductif, mode pair, mode impair.

Le coefficient de couplage entre résonateurs peut être obtenu alors en évaluant les fréquences de résonance des modes pairs et impairs de ce modèle. Nous obtenons :

$$f_{pair} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m)C}}, \quad f_{impair} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)C}} \quad (15)$$

Le coefficient de couplage entre résonateurs est défini de la manière suivante :

$$K_m = \frac{L_m}{L} = \frac{f_{pair}^2 - f_{impair}^2}{f_{pair}^2 + f_{impair}^2} \quad (16)$$

Lorsque le couplage s'effectue par interaction des champs électriques des 2 résonateurs, le couplage est de nature capacitive, le circuit équivalent peut être construit comme indiqué dans la figure (15). Le réseau en π représente un inverseur d'admittance entre les deux résonateurs :

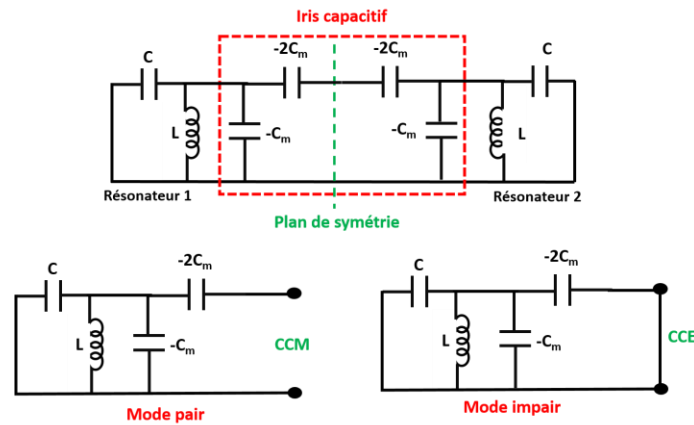


Figure 15 : Schéma équivalent du couplage capacitif, mode pair, mode impair.

Les fréquences de résonance des modes pairs et impairs prennent alors la forme suivante :

$$f_{pair} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C+C_m)L}}, \quad f_{impair} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C-C_m)L}} \quad (17)$$

Le couplage capacitif est défini comme suit :

$$K_e = \frac{C_m}{C} = \frac{f_{impair}^2 - f_{pair}^2}{f_{impair}^2 + f_{pair}^2} \quad (18)$$

Dans le même esprit, le couplage mixte permet généralement de commuter entre les deux états de couplage électrique et magnétique avec le passage par un état d'isolation inter-résonateur. Ce type de couplage est largement utilisé dans les structures de filtrage intégrées au substrat pour créer un zéro de transmission dispersif au-dessus ou en-dessous de la bande passante de filtre[29]. La valeur absolue de ce

couplage peut être définie à partir de l'expression des couplages magnétiques et électriques précédents sous la forme suivante :

$$|K_{mixte}| = K_m \pm K_e \quad (19)$$

Puisque le couplage mixte est dispersif [30], il est possible que le couplage électrique et magnétique soit égal à une certaine fréquence et qu'un zéro de transmission soit généré. Donc, un état de couplage nul peut être atteint lorsque les coefficients de couplage électrique et magnétique sont égaux à la fréquence centrale de la structure de filtrage.

Notons que, d'un point de vue pratique, ces différents couplages peuvent être rapidement calculés avec les logiciels de CAO tels qu'ANSYS HFSS ou CST. Ils peuvent être déterminés tant au moyen de simulations en oscillations libres (l'utilisation des plans de symétrie magnétique puis électrique conduisent respectivement à la détermination des fréquences des modes pair et impair), que par des analyses en oscillations forcées permettant de déterminer le couplage normalisé à partir des paramètres [S] avec la formule suivante (Voir figure (16)):

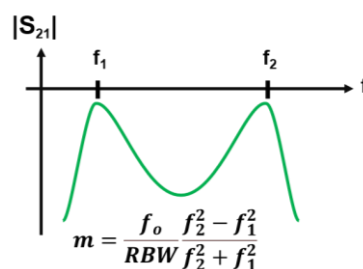


Figure 16: Méthode analytique pour déterminer le couplage inter-résonateur.

En considérant les résonateurs 2 à 2, nous pouvons donc pré-dimensionner le dispositif physique de couplage (iris ou autre) afin d'obtenir le terme de couplage adéquat de la matrice de couplage du filtre. Ce calcul n'est qu'approché, nous négligeons alors l'impact des couplages aux accès et de la présence d'autres résonateurs dans l'environnement des 2 résonateurs considérés.

I.14. Couplage aux accès

Pour évaluer le couplage entre une ligne ou un guide d'accès et un résonateur, nous utilisons une méthode en réflexion, sans pertes, avec un calcul de coefficient de réflexion (Voir expressions figure 17). La valeur calculée par cette formule est le couplage dénormalisée aux accès :

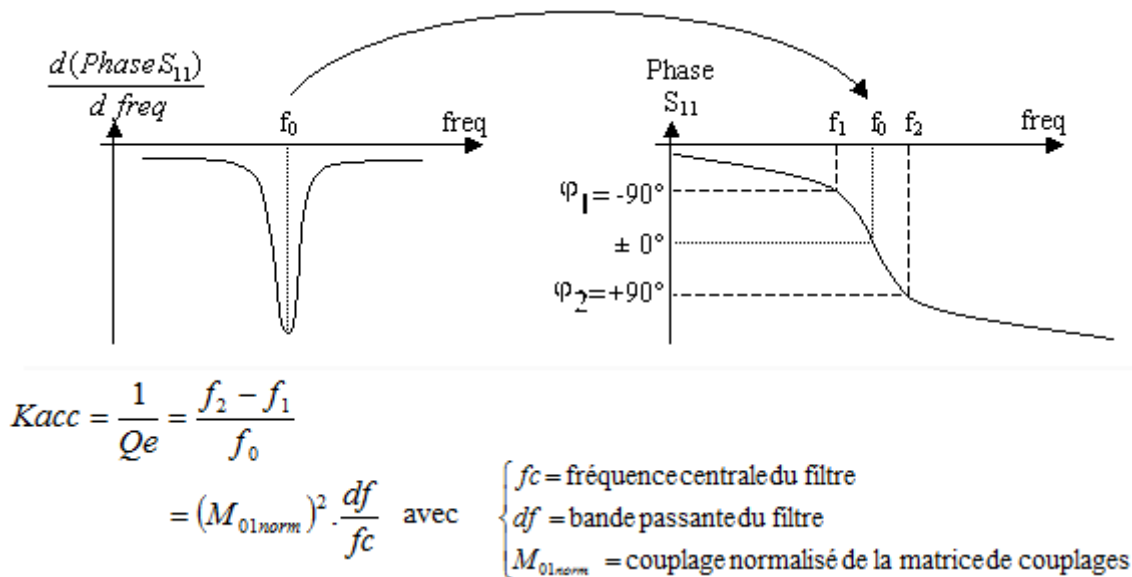


Figure 17: méthode analytique pour déterminer le couplage aux accès.

I.15. Conclusion

De nouveaux besoins dans le domaine d'internet par satellite à l'échelle globale ont conduit les industriels à se pencher sur la fabrication de milliers de satellites en mettant en place des chaînes de conception et de calibration automatiques. Le réglage post-fabrication assisté par ordinateur intervient dans cette technologie afin d'adapter et d'améliorer les performances fréquentielles des satellites avant leur mise en orbite[31].

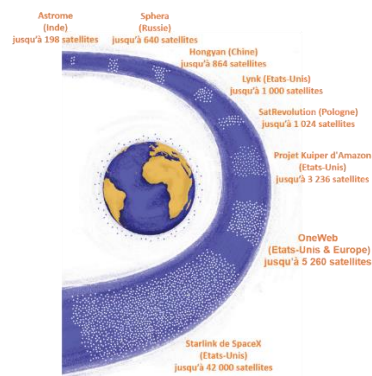


Figure 18: Les mégaconstellations.

Après avoir présenté le cadre général dans lequel s'inscrit l'intégralité de ce travail de thèse, nous avons mis en évidence l'impact des tolérances de fabrication sur le fonctionnement des dispositifs de filtrage volumiques, et ce afin de faire comprendre l'importance d'un outil logiciel versatile s'adaptant à tout type de corrections, entre autres vis de réglage pour filtres à cavités, ablation en surface de motifs dédiés aux filtres 3D ou planaires.

A la suite de cette première partie, nous avons mis en relief l'élément clé de la procédure de réglage automatique, qu'est la matrice de couplage. Cette dernière permet de prendre en considération toutes les conséquences d'imperfection de fabrication qui influent sur les paramètres caractéristiques de filtre tels que la fréquence centrale, le couplage aux accès et inter-résonateur...

Chapitre II. Etat de l'art des techniques de réglage post-fabrication des filtres volumiques & réglage post-fabrication à l'aide des matrices de couplage

Partie A : Etat de l'art des techniques de réglage post-fabrication

II.1. Introduction

Le développement récent et très rapide des constellations de satellites en orbites basses a considérablement accru le besoin des dispositifs hyperfréquences à faible coût. La production en grand volume et la rapidité d'exécution de ces dispositifs sont devenues des facteurs importants dans la détermination du type de structure de filtrage le mieux adapté à une gamme de spécifications.

Dans ce contexte, les concepteurs s'appuient sur des outils CAO spécifiques aux filtres hyperfréquences. Ces outils permettent de dimensionner de manière précise et rigoureuse diverses technologies de filtres, en fonction des besoins du client en termes de bande passante relative, de pertes d'insertion, de sélectivité.... Cependant, pour toute une gamme de spécifications (bandes relatives étroites, très forte réjection en bordure de bande), les filtres fabriqués doivent être ajustés après leur production en raison des tolérances de fabrication : la sensibilité de la réponse de ces filtres aux dimensions physiques des dispositifs est telle que leurs spécifications ne peuvent être respectées avec les procédés de fabrication utilisés. Ainsi, bien que les filtres d'IMUX et d'OMUX intégrés dans de nombreux satellites en mission actuellement aient été réalisés en utilisant les techniques d'usinage les plus avancées, chacun d'eux a pourtant été réglé après fabrication au moyen d'un nombre de vis de réglage important, en suivant une procédure pouvant être lourde. Ce problème, lié à la sensibilité des filtres, est amplifié avec le besoin de réaliser des filtres à bas coût : les matériaux utilisés, les procédés de réalisation adoptés rentrent bien entendu dans le calcul du coût global. Il faut donc revisiter le compromis établi jusqu'alors entre coût de réalisation et coût de réglage dans ce nouveau contexte : des filtres que nous savions produire sans réglage post fabrication nécessitent maintenant aussi une phase de réglage.

Dans cette partie, l'étude bibliographique est organisée en trois sections. La première propose une brève analyse autour du réglage manuel des filtres volumiques. La seconde section consiste dans une étude analytique des différentes techniques de

réglage post-fabrication automatique. La troisième section présente les bancs de réglage automatique présentés dans la littérature.

II.2. Réglage manuel d'un filtre en cavités

Le réglage manuel d'un filtre hyperfréquence peut être considéré comme un processus d'optimisations itératives en temps réel, nécessitant des connaissances et des expériences considérables. En effet, comme indiqué en introduction, les filtres en guide d'onde et cavités sont pour de nombreuses spécifications conçus avec des vis de réglage pour permettre aux experts RF d'ajuster à la fois la fréquence de résonance des résonateurs qui les constituent, les couplages aux accès et les couplages inter-résonateurs.

Dans cette approche réduite, un expert RF observe sur l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) l'évolution des paramètres [S] du filtre en fonction de l'enfoncement des vis de réglage. Ensuite, selon ses observations, l'expert RF estime intuitivement et d'une manière itérative les positions des vis de réglage de sorte que les paramètres [S] du filtre soient proches des exigences du cahier de charge.



Figure 19: Réglage des filtres volumiques par des techniciens RF[32] [33] .

La référence [34] présente en particulier une méthode de réglage manuel fondée sur le retour d'expériences, dans laquelle les experts RF ajustent manuellement les filtres en cavités. La méthode de réglage décrite dans l'article peut être décrite en quatre étapes :

- La première étape consiste à faire apparaître tous les pôles du dispositif en faisant varier la profondeur des vis de réglage associées aux couplages d'entrée/sortie et celles correspondant aux résonateurs. Cette étape peut être expliquée d'une part par le fait que lorsque le couplage d'entrée sortie diminue,

la sélectivité de chacune des résonances du filtre augmente (pics plus fins), les pôles du filtre apparaissent alors en particulier sur les réponses en réflexion, et d'autre part par la proportionnalité entre l'effet capacitif des vis de réglage et la fréquence des modes de résonance du filtre. Le technicien ajuste alors la position de chaque pôle. Le filtre est fortement désadapté dans cette phase.

- La deuxième et la troisième étape ont pour principal objectif d'améliorer l'adaptation dans la bande passante de filtre, tout en gardant une symétrie des pôles autour de sa fréquence centrale. Pour parvenir à cet objectif, il faut ajuster simultanément et de manière symétrique les vis de réglage correspondant aux couplages aux accès et les vis associées à la synchronisation de chacun des résonateurs du filtre. La troisième étape consiste également à ajuster la bande passante en modifiant symétriquement les couplages inter-résonateurs adjacents. Plus la bande passante de filtre est large, plus les couplages inter-résonateurs sont à forte valeur. Cependant, il faut veiller à maintenir la fréquence centrale autour de laquelle les pics de résonance évoluent, et la largeur de chaque résonance. L'objectif est de viser une ondulation et des pertes d'insertions constantes dans la bande passante de filtre.
- La quatrième étape consiste à régler la position fréquentielle des zéros de transmission ainsi que leurs niveaux de réjection hors bande. Cela s'effectue généralement à travers le réglage des couplages croisés non-adjacents. Sachant que la valeur des couplages non-adjacents est faible devant les valeurs de couplages inter-résonateurs adjacents, une modification des couplages croisés peut entraîner un léger dérèglement sur la bande passante de filtre. Ceci exige une répétition de la 3^{ème} étape jusqu'à ce que les spécifications de filtre soient satisfaites.

Comme illustré dans la Figure 20, cette procédure a été appliquée avec succès sur un filtre volumique 6 pôles avec deux zéros de transmission et une bande relative de 9.3%[34].

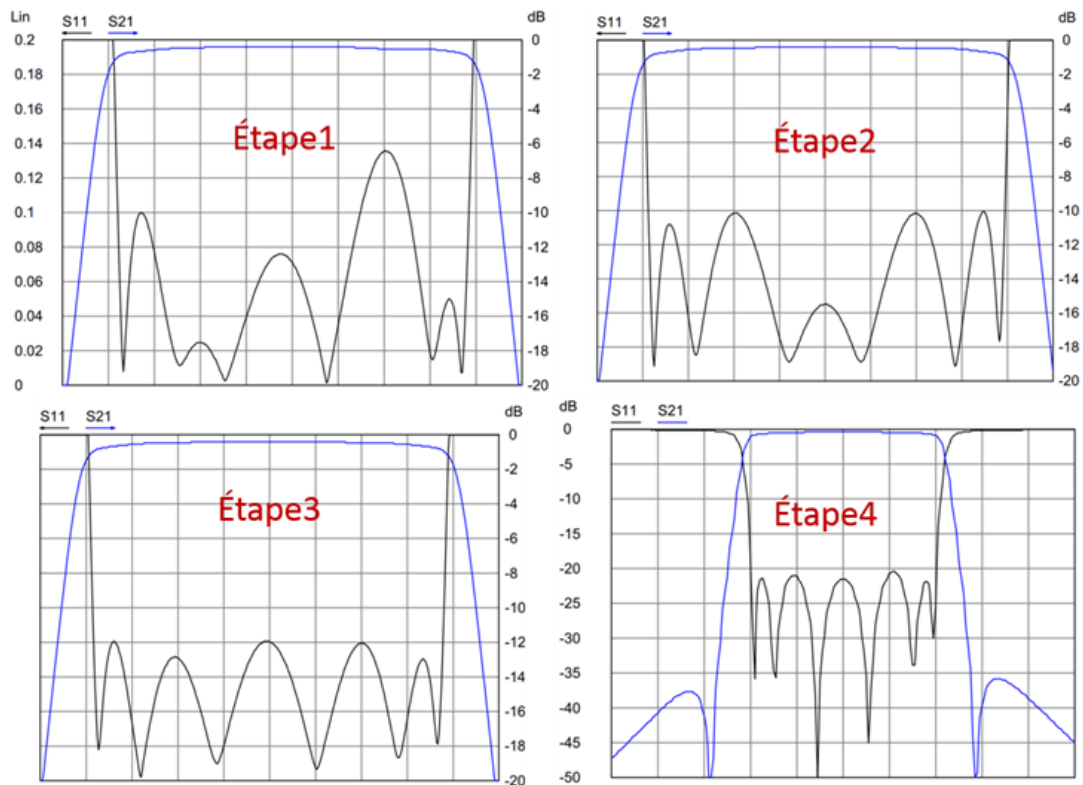


Figure 20: Résultats de mesure d'un processus de réglage manuel[34].

II.3. Les limitations du réglage manuel post-fabrication

Nous pouvons facilement imaginer les contraintes que présente le réglage manuel d'un filtre en cavités.

D'une part, il n'apparaît pas une relation directe entre l'évolution des paramètres $[S]$ du filtre et le positionnement des éléments de réglage, ce qui rend plus difficile l'estimation l'impact du réglage de chaque vis. Une autre difficulté associée au réglage manuel est qu'il ne s'agit pas d'un processus déterministe[25]. En d'autres termes, il n'y a aucune garantie que chaque étape de réglage agisse dans la bonne direction. Cet état de fait est renforcé dans le cas des filtres à bande passante étroite. Plus la bande relative est faible, plus les paramètres $[S]$ du dispositif sont sensibles aux tolérances de fabrication et aux éléments de réglage, plus le réglage manuel est compliqué et chronophage[35]. Il est intuitivement perceptible qu'un réglage manuel se fait plus facilement sur un filtre de bande passante relative large que sur un filtre à bande relative étroite.

D'autre part, dans le cas d'un ensemble de filtres avec les mêmes spécifications, l'expérience acquise durant le réglage d'un filtre ne peut se généraliser pour le réglage des autres filtres. En effet, il n'est généralement pas possible de trouver un ensemble

de positions de vis standard pour assurer le réglage de tous les filtres répondant au même cahier des charges, en raison des tolérances de fabrication qui changent d'un dispositif à l'autre.

De plus, la rapidité de réglage manuel est essentiellement liée à l'expertise humaine. Dans l'opération de réglage manuel des filtres, le temps de réglage varie selon l'expérience de plusieurs minutes à plusieurs heures, ce qui réduit l'efficacité de production des filtres hyperfréquences en termes de délai et de coût de réalisation [36]. Dans le cadre du lancement des mégaconstellations de satellites, on comprend bien l'importance de la robotisation de l'opération de réglage manuel post-fabrication.

II.4. Les techniques de réglage post-fabrication automatique

Le réglage post-fabrication automatique est imaginé pour avoir un impact significatif sur la rapidité d'exécution et de production industrielle des filtres hyperfréquences. La disponibilité d'un tel robot-régleur permet alors sans intervention humaine de corriger les imperfections de fabrication des dispositifs RF, et amène de facto une importante économie d'échelle (délai raccourci et réduction du coût de production).

La problématique de réglage post-fabrication automatique est étudiée depuis la seconde moitié du XXème siècle [37]. Cependant ce sont les contraintes de livraison en temps réduit et à faible coût des filtres volumiques pour les stations de base sans fil (terrestres) au milieu des années 90 qui ont accéléré les innovations technologiques pour le réglage post-réalisation automatique des filtres hyperfréquences. Depuis lors, de nombreuses recherches ont été menées par différentes équipes, qui ont produit des résultats de plus en plus efficaces, en ayant recours à de multiples techniques de réglage assisté par ordinateur. Parmi ces techniques, on distingue deux catégories :

- Les méthodes de réglage post-fabrication analytiques qui reposent sur la l'extraction et l'optimisation d'un modèle équivalent de filtre, généralement lié au comportement physique du filtre.
- Les méthodes de réglage post-fabrication heuristiques basées sur l'apprentissage automatique et l'intelligence artificielle, qui traitent les filtres comme une boîte noire.

La Figure (21) donne un aperçu des 2 catégories de techniques

Cette étude bibliographique se limite aux techniques de réglage automatisées à l'aide des vis de réglage.

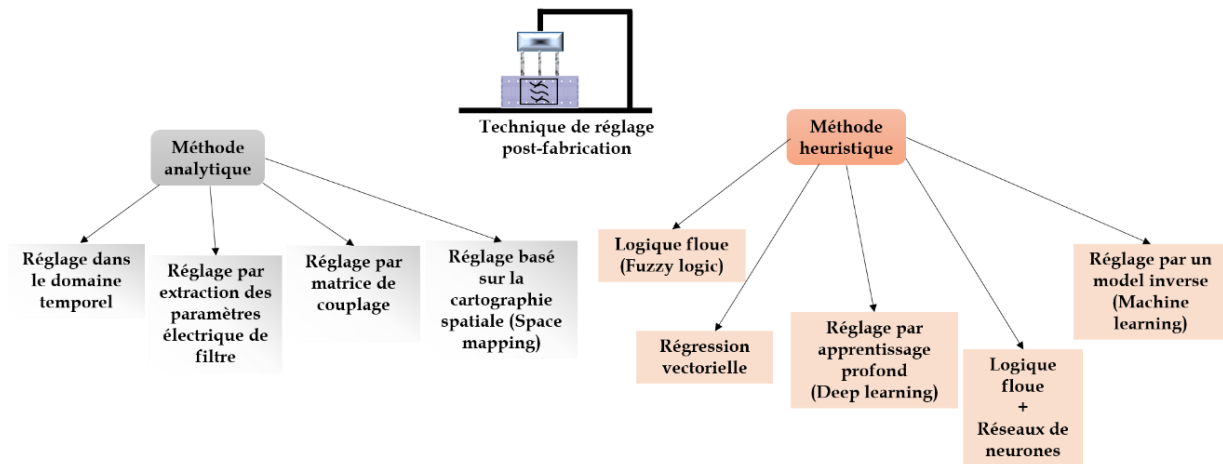


Figure 21: Aperçu de technique de réglage post-fabrication automatique.

II.4.1. Méthodes de réglage post-fabrication analytique :

Dans les procédures de réglage post-fabrication analytique, on distingue deux stratégies de réglage :

- Des stratégies séquentielles pour lesquelles la prédiction des positions optimales des vis de réglage s'effectue de manière séquentielle (optimisation mono-variable linéaire)
- Des stratégies simultanées dans lesquelles la prédiction des positions optimales des vis s'appuie sur des méthodes d'optimisation multi-variables non linéaires.

II.4.1.1. Méthodes de réglage séquentielles

➤ La procédure de réglage post-fabrication exposée dans [38] décrit un processus de réglage séquentiel dans lequel le paramètre temps de propagation de groupe est employé pour ajuster successivement les paramètres caractéristiques du filtre.

Le temps de propagation de groupe lié au paramètre S_{11} (dérivée de sa phase par rapport à la fréquence) s'exprime à la fois en fonction des coefficients de couplages inter-résonateurs, et en fonction du coefficient de couplage externe. Il est alors possible d'utiliser ce paramètre comme un critère de convergence d'un processus de réglage post-réalisation automatique des filtres hyperfréquences. Cette technique de réglage peut être décrite en quatre étapes.

- La première étape consiste à déterminer à partir du modèle du filtre les temps de propagation de groupe idéaux associé à chaque résonateur constituant le filtre.
- La deuxième étape consiste à convertir le filtre physique en plusieurs sous-filtres, à travers la création de court-circuits placés au niveau des extrémités des résonateurs. Le paramètre 'groupe Delay' de S_{11} correspond à la variation de la phase de S_{11} autour de f_0 . Au fur et à mesure que chaque résonateur est court-circuité, une valeur de 'Groupe Delay' est mesurée puis comparée à celle obtenue théoriquement. Il faut alors ajuster séquentiellement les valeurs de retard de groupe de S_{11} mesurées à la fréquence centrale de filtre à celles déterminées analytiquement.
- Dans la troisième étape, un algorithme permet de générer séquentiellement les positions optimales des vis de réglage permettant la minimisation de l'écart entre la valeur du temps de propagation de groupe mesurée et celle calculée analytiquement. Cette étape répétitive permet à chaque itération le réglage simultané de la fréquence centrale de filtre et des couplages aux accès et inter-résonateurs.
- Les filtres hyperfréquences sont généralement couplés à des guides d'accès, dont les longueurs physiques entraînent un décalage de la phase de S_{11} du filtre. L'application de la méthode nécessite alors l'identification du plan de référence d'entrée/sortie de filtre. La quatrième étape de la procédure consiste à ajuster la symétrie du temps de propagation de groupe et l'adaptation dans la bande passante de filtre, en positionnant un court-circuit au niveau des iris d'accès et en répétant la troisième étape.

Cette méthode de réglage automatique a été appliquée sur un filtre volumique 8-pôles de bande passante relative de 0.8%. Le réglage final de filtre a été effectué en 9 itérations, ce qui correspond au nombre de couplages existant dans le filtre [39].

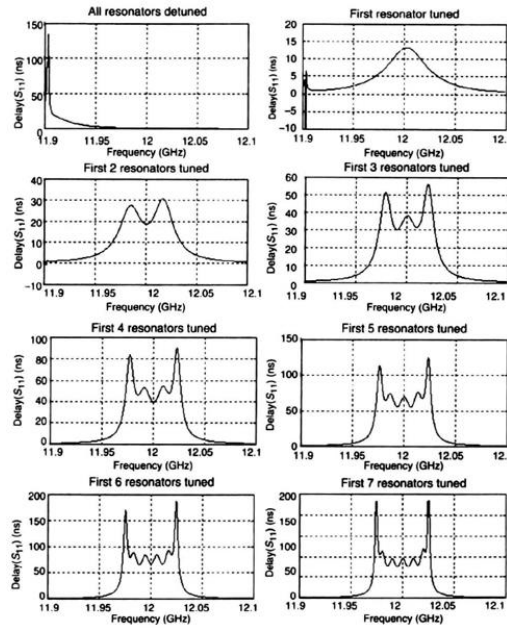


Figure 22: Réglage séquentiel avec le paramètre temps de propagation de groupe [39].

- Dans le même esprit, une méthode de réglage séquentielle dans le domaine temporel a été introduite dans [40] [41]. La réponse temporelle d'un système linéaire invariant dans le temps est la transformation inverse de fourrier de sa réponse fréquentielle en paramètres [S]. La minimisation d'une erreur quadratique entre la réponse temporelle du filtre à ajuster et celle du modèle analytique issu d'une synthèse théorique, induit d'une façon itérative les positions optimales des éléments de réglage. La méthode proposée repose de nouveau sur le réglage successif de plusieurs sous-filtres. Pour un filtre d'ordre n, les auteurs de cet article construisent une séquence de n sous-filtres. Chaque sous-filtre i se caractérise par la mise en court-circuit des (n-i) autres résonateurs. Ensuite, en effectuant pour chaque sous-filtre i une comparaison entre la réponse mesurée et celle de son modèle théorique, les profondeurs optimales des vis de réglage recommandées sont déduites à travers la minimisation de la fonction d'erreur suivante :

$$\varepsilon(i) = \sum_j \frac{1}{2} |S_{11}^{\text{mesuré}}(t_j^i) - S_{11}^{\text{modél}}(t_j^i)|^2 \quad (20)$$

La méthode de réglage a été appliquée sur un filtre volumique 5 pôles de topologie flèche et d'une bande relative de 6.6%[40].

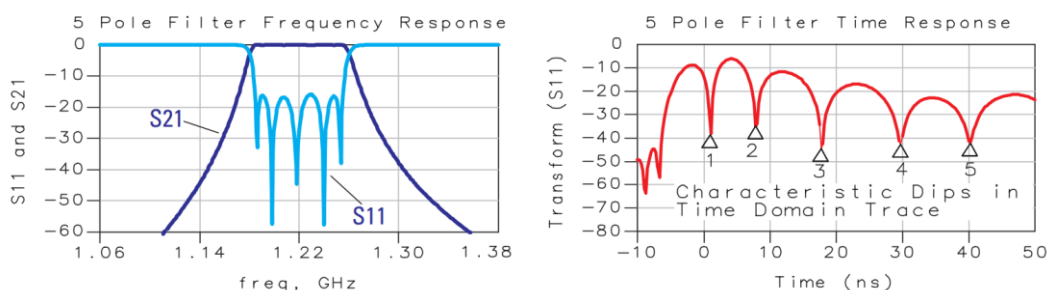
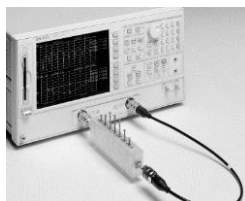


Figure 23: Réglage dans le domaine temporel[42].

➤ Une autre technique reposant de nouveau sur une procédure de réglage centrée sur l'extraction séquentielle des paramètres de filtre a été exposée dans [43] [44]. Le processus de réglage en peut alors être décrit en deux étapes, comme illustré dans la Figure 24 :

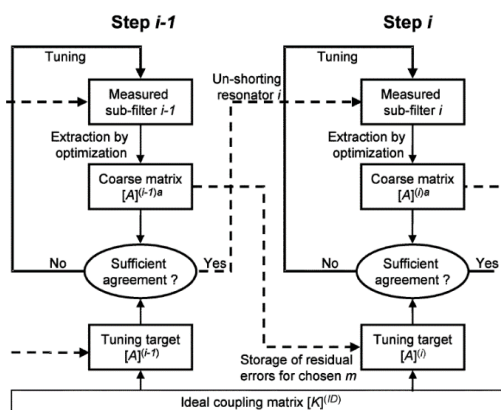


Figure 24: Illustration schématique de la procédure de réglage[43].

- La première étape consiste à répartir le filtre en plusieurs sous-filtres à travers la création de courts-circuits au niveau des iris de couplage inter-résonateur du filtre physique. Pour chaque position de court-circuit, une matrice de couplage est extraite. La deuxième étape permet de régler séquentiellement le filtre. Pour ce faire, l'algorithme ajuste le premier résonateur proche de la source de sorte à minimiser l'écart entre le coefficient de couplage idéal à l'entrée du dispositif et celui extrait à la première étape. Une fois le premier résonateur ajusté, le

second résonateur est mis en court-circuit, une nouvelle extraction de la matrice de couplage puis un réglage de second résonateur sont effectués. Cette étape est répétée pour l'ensemble des cavités, et le procédé est itératif jusqu'à ce qu'une convergence soit atteinte. Le processus de réglage a été appliqué avec succès sur un filtre pseudo-elliptique 5-pôles avec une bande relative étroite de 0.3%, Figure 25.

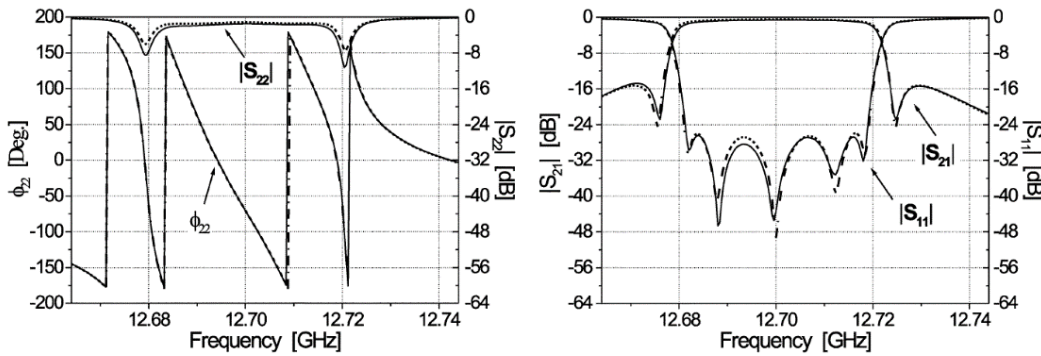


Figure 25: Résultats d'optimisation d'un filtre 5-pole[43].

Dans[45]-[46], les auteurs proposent une méthode de réglage séquentielle fondée sur l'extraction des pôles et des zéros de l'impédance d'entrée de plusieurs sous-résonateurs, de nouveau avec des plans de sortie terminés par des court-circuits. L'approche clé de la méthode est qu'une mesure directe de la phase (et non sa dérivée comme pour la référence [47]) de l'un des deux paramètres de réflexion (S_{11} ou S_{22}) permet d'établir une corrélation simple entre les paramètres caractéristiques de filtre et les pôles et zéros de l'impédance d'entrée de chaque sous-filtre. Les positions optimales des vis de réglage sont déterminées par une comparaison directe entre les pôles et les zéros extraits de la mesure et ceux générés par la synthèse théorique. Ces méthodes de réglage séquentielles permettent de contrôler l'optimisation des variables de réglage tout en limitant le problème de minimum local associé à l'optimisation simultanée des paramètres de réglage d'un filtre. Cependant, dans la pratique, l'ajustement d'un résonateur à chaque étape de processus de réglage affecte légèrement les couplages inter-résonateurs déjà réglés. L'accumulation de l'erreur à chaque étape de réglage entraîne un écart qui peut être important entre la réponse mesurée et les résultats idéaux à la fin de la procédure de réglage. Par conséquent, cette technique peut être considérée comme une technique de réglage grossière semi-automatique plutôt que comme une technique de réglage assurant de manière totalement

automatique le respect rigoureux des spécifications du filtre. Par ailleurs, plusieurs itérations d'optimisation (de l'ordre de $(2n-1)$ avec n représentant le nombre de résonateurs constituant le filtre) sont nécessaires pour ajuster l'ensemble des couplages inter-résonateurs, ce qui augmente la durée totale de la procédure de réglage. Enfin, les méthodes de réglage séquentielles nécessitent de court-circuiter les cavités du filtre, ou de retirer complètement les vis de couplage, ce qui n'est pas toujours réalisable pour certaines structures de filtrage, par exemple les filtres elliptiques à modes duaux, les filtres à résonateurs diélectriques ou les topologies de filtrage contenant des couplages entre des résonateurs non adjacents. Ceci affaiblit la capacité de généralisation d'un banc de réglage post-fabrication automatique.

II.4.1.2. Méthodes de réglage simultanées

Les références [48]-[49] décrivent une technique de réglage post-fabrication automatique basée sur un modèle équivalent prototype passe-bas. Le processus de réglage employé peut être décrit en quatre étapes fondamentales.

- La première étape est très classique et consiste à déterminer les paramètres idéaux du prototype passe-bas correspondant au filtre à ajuster, tels que $(M_{ij}^{\text{idéal}}, R_{\text{in}}^{\text{idéal}}, R_{\text{out}}^{\text{idéal}}, \omega_{\text{c}}^{\text{idéal}}, S_{ij}^{\text{idéal}})$.
- La deuxième étape permet d'extraire à partir des paramètres $[S]$ mesurés, ceux du prototype passe-bas associé aux positions initiales des vis de réglage. Cette extraction s'effectue par la minimisation d'une erreur quadratique entre les paramètres $[S]$ du prototype passe-bas issu de la synthèse théorique et ceux mesurés de filtre après une normalisation passe-bas $(S_{ij}^{\text{mesurés, LP}})$.

$$F_1 = \sum_{\text{fréq}} \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 [\text{Re}(S_{ij}^{\text{idéal}}) - \text{Re}(S_{ij}^{\text{mesurés, LP}})]^2 + [\text{Im}(S_{ij}^{\text{idéal}}) - \text{Im}(S_{ij}^{\text{mesurés, LP}})]^2 \quad (21)$$

- La troisième étape consiste à étudier l'impact de l'ensemble des vis de réglage sur chaque paramètre du modèle équivalent du filtre en faisant tourner chaque vis (i) pour un déplacement bien défini (Δd_i) . Cette étape est suivie d'une extraction des paramètres S du modèle passe-bas. Cette analyse de sensibilité permet d'établir une relation linéaire entre les modifications des paramètres du modèle équivalent et le paramètre Δd_i . Ceci se fait en comparant simplement les paramètres extraits pour les différentes positions de vis avec les paramètres

en position initiale. Par exemple, la sensibilité du coefficient de couplage M_{12} en fonction des vis de réglage peut s'écrire sous la forme suivante :

$$F_1 = \sum_{\text{fréq}} \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 [\text{Re}(S_{ij}^{\text{idéal}}) - \text{Re}(S_{ij}^{\text{mesurés,LP}})]^2 + [\text{Im}(S_{ij}^{\text{idéal}}) - \text{Im}(S_{ij}^{\text{mesurés,LP}})]^2 \quad (22)$$

- Ensuite, la quatrième étape consiste à comparer les paramètres du modèle passe-bas extraits à l'état initial à ceux de la synthèse théorique et à mettre les différentes vis de réglage (d_i) dans leurs positions optimales (d_i^{optimal}) pour atteindre les spécifications du filtre, en appliquant une optimisation par descente de gradient du critère de convergence suivant : [48].

$$F_1 = \sum_{\text{fréq}} \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 [\text{Re}(S_{ij}^{\text{idéal}}) - \text{Re}(S_{ij}^{\text{mesurés,LP}})]^2 + [\text{Im}(S_{ij}^{\text{idéal}}) - \text{Im}(S_{ij}^{\text{mesurés,LP}})]^2 \quad (23)$$

$$\text{Avec } \Delta\omega_i = \omega_i^{\text{initial}} - \omega_i^{\text{idéal}} \quad , \quad \Delta M_{ij}^i = M_{ij}^{i,\text{initial}} - M_{ij}^{\text{idéal}}$$

La Figure (26), issue de la référence [50], illustre les résultats de réglage post-fabrication d'un filtre 6-pôles avec deux zéros de transmission, une fréquence centrale de 1.5 GHz et une bande passante relative de 2.7%. Le réglage final de filtre a duré environ 10 min (Apprentissage, 250 étapes d'optimisation, positionnement des moteurs pas à pas).

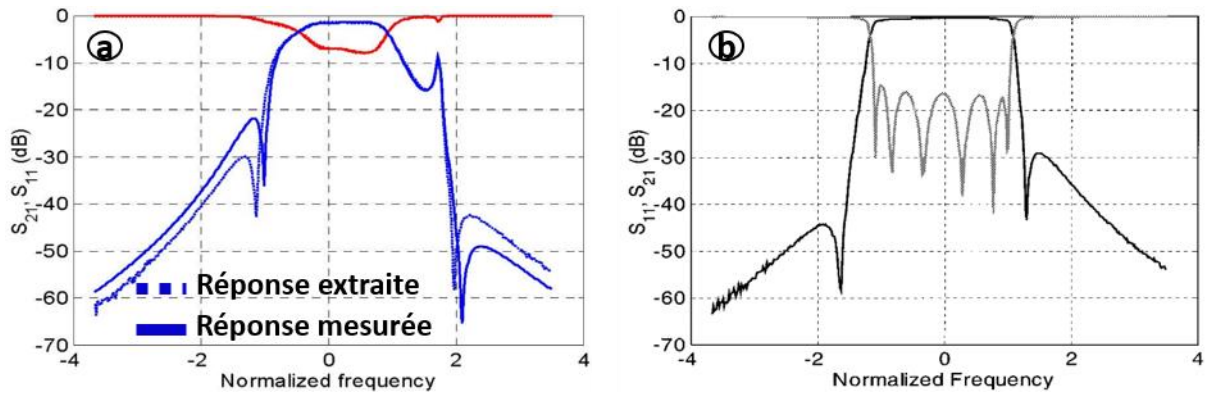


Figure 26: Résultats d'optimisation d'un filtre 6-pôle, a) état initial, b) état optimal.

L'avantage du processus de réglage présenté dans ce paragraphe réside dans le fait que le modèle de type prototype passe-bas utilisé est très général. Il peut être utilisé pour différentes technologies et topologies de filtrage. Cependant, l'extraction des paramètres de filtre doit être suffisamment précise pour fournir une prévision fiable et permettre par conséquent de prévoir dans quel sens les vis de réglage doivent être modifiées, l'objectif étant de rapprocher les éléments du modèle extrait de ceux de la

synthèse théorique. Par ailleurs, l'efficacité de la méthode dépend fortement de l'existence d'une relation linéaire entre les éléments du modèle équivalent et les paramètres de réglage (vis de réglage). Dans le cas où la réponse initiale présente un décalage fréquentiel supérieur à la moitié de la bande passante de filtre, le réglage final de filtre ne peut pas être obtenu dans une seule itération.

Meng Meng et Ke-Li Wu proposent dans [51] [52] une méthode de réglage post-fabrication automatique fondée sur un modèle équivalent à matrice de couplage. L'extraction de la matrice de couplage est alors basée sur une approximation (non-linéaire) rationnelle complexe des paramètres d'admittance $[Y]$ de filtre. Cette extraction inclut les pertes existant dans chaque résonateur et exclut l'effet de phase lié aux sections des guides d'accès du filtre.

Le réglage automatique de filtre se fait dans un premier temps d'une manière adaptative. La profondeur optimale de chaque vis de réglage est déterminée pour des positions fixes des autres vis, à travers une comparaison directe entre la matrice idéale et celle issue de l'extraction. Le réglage adaptatif est répété jusqu'à ce que la différence entre les coefficients de la matrice extraite et ceux de la matrice idéale soit de l'ordre de 0.01 (valeur arbitraire). Dans un second temps, une analyse de sensibilité sur l'ensemble des coefficients de couplage par rapport aux profondeurs des vis d'une part, et la mise en place d'un modèle équivalent paramétré d'autre part, permettent un ajustement fin de la réponse de filtre.

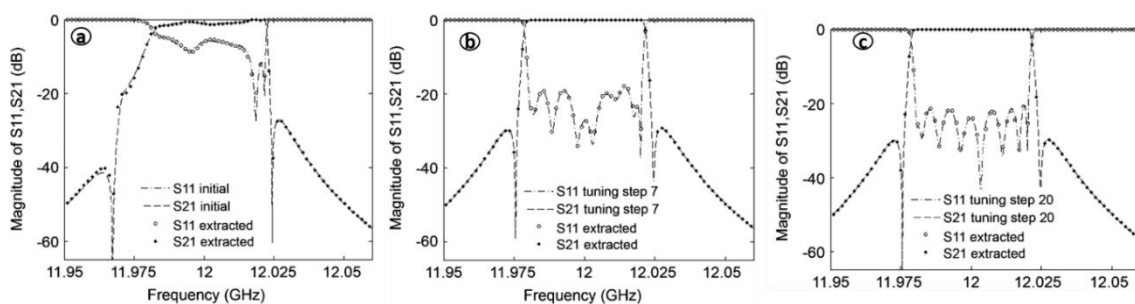


Figure 27: Résultats d'optimisation d'un filtre 8-pole, a) état initial, b) itération 7, c) itération 20 [51].

La méthode de réglage a été appliquée avec succès sur un filtre bimodal, 8 pôles, avec une fréquence centrale de 12 GHz et une bande relative de 0.4% (cf. Figure 27).

Le filtre respecte le cahier des charges fixé en 20 itérations (7 itération pour réglage adaptatif et 13 itérations pour le réglage fin).

L'avantage de cette méthode est qu'elle est indépendante de l'état initial du filtre. Néanmoins, le nombre d'itérations de réglage dépend fortement de la relation de mappage entre les coefficients de couplage dans le modèle (circuit équivalent) et ceux du modèle physique.

Dans la même référence [53], un modèle équivalent à matrice de couplage a été utilisé pour le réglage d'un filtre volumique avec une topologie de couplage non-canonique. Une reconfiguration de la matrice de couplage extraite vers une forme canonique correspond au mieux à la topologie physique de filtre. Généralement, la reconfiguration de la matrice de couplage se réalise par une séquence de transformations orthogonales, nécessitant un temps de calcul long, plus particulièrement dans le cas de filtres avec un nombre de résonateurs élevé. Dans le travail introduit dans [54], un pré-conditionneur et un processus de continuation de l'homotopie polynômiale sont utilisés pour la première fois afin de résoudre le système d'équation polynomiale qui relie les polynômes des paramètres $[S]$ et ceux entre les paramètres $[S]$ et la matrice de couplage. Le temps d'extraction d'une matrice de couplage est alors de l'ordre de 75 s. La stratégie de réglage automatique du filtre repose essentiellement de nouveau sur la différence entre les matrices de couplage extraites et la matrice cible.

L'efficacité de la procédure de réglage a été prouvée sur un filtre 10 pôles contenant 6 zéros de transmission et possédant une fréquence centrale de 2.6 GHz et une bande relative de 7%. Le réglage final de filtre a été effectué en quatre itérations.

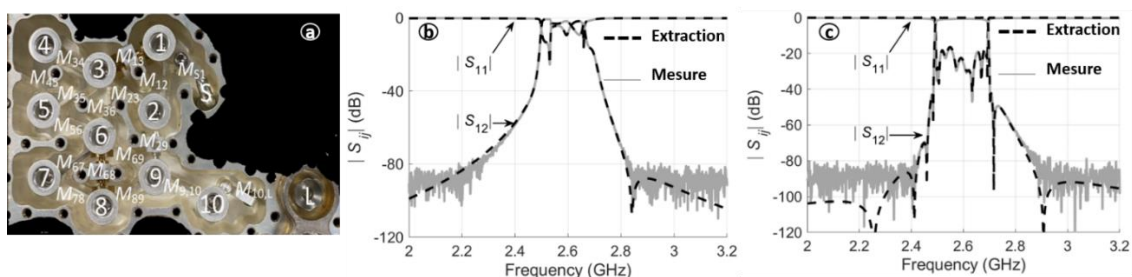


Figure 28: a) Filtre de topologie non-canonique, b) état initial, c) quatrième itération de réglage [53].

L'avantage majeur de la technique proposée est qu'elle est entièrement adaptée aux topologies de filtrage avec une sélectivité élevée et un nombre réduit de résonateurs (topologie non-canonique).

Ping Zhao et Ke-li wu proposent dans [55] une technique d'ajustement vectorielle (Vectorial Fitting) afin d'extraire une fonction rationnelle modélisant le filtre. L'approche a été appliquée pour le réglage d'un duplexeur fonctionnant dans la bande 2.478 GHz – 2.718 GHz. Le réglage final a été effectué dans 4 itérations.

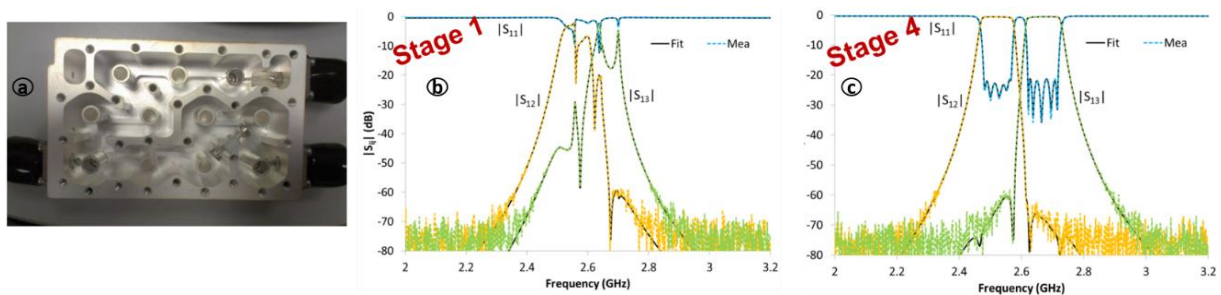


Figure 29: Résultats de réglage d'un duplexeur, a) topologie de couplage, b) état initial, c) état optimal[55].

Dans le même esprit, une technique de réglage post-fabrication fondée sur le *space mapping* a été introduite dans [56] [57]. Le *space mapping* a pour objectif d'établir un mappage entre le filtre fabriqué (modèle fin) et son modèle de substitution (modèle grossier). Le modèle grossier correspond généralement à la structure 3D simplifiée du filtre sous un logiciel de CAO. Une fois ce mappage établi, le modèle grossier génère approximativement les mêmes sensibilités aux paramètres géométriques des réponses en [S] mesurées que le modèle fin. Une optimisation directe sur les paramètres de réglage du modèle grossier guide de façon itérative le modèle fin physique vers les spécifications de filtrage désirées. Comme l'illustre la figure (30), la méthode proposée a été appliquée pour ajuster un filtre 6-pôles à cavités de topologie flèche, avec une fréquence centrale de 11 GHz et une bande relative de 4.5% [56].

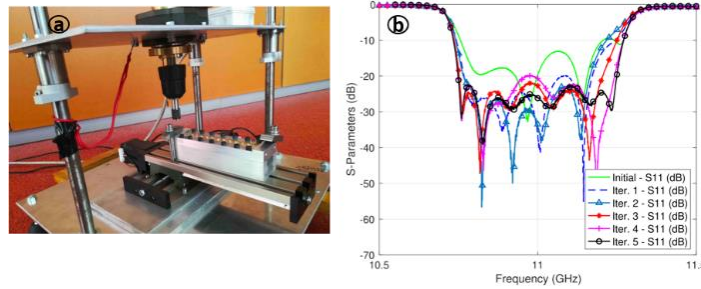


Figure 30: a) banc de réglage automatique, b) résultats de réglage.

Le système de réglage a permis d'améliorer l'adaptation dans la bande passante de 10 dB à 22 dB en cinq itérations, réalisées en une durée de 17 min. Le défi le plus critique du *space mapping* consiste dans le fait que le modèle grossier doit approximer de façon précise les phénomènes physiques liés au filtre fabriqué.

II.4.2. Méthodes de réglage post-fabrication heuristiques :

Nous décrivons dans cette partie les méthodes de réglage intelligentes qui ne nécessitent pas l'utilisation d'un modèle équivalent ou une analyse de sensibilité. Ces méthodes sont généralement basées sur des techniques d'optimisation mathématique sans opération de dérivés, comme les algorithmes génétiques (Genetic Algorithms), la logique floue (Fuzzy Logic) ou les réseaux de neurones (Neural Networks).

Comme nous pouvons l'observer sur la Figure 31, dans [58]-[59], les auteurs introduisent une technique de réglage automatique centrée sur la logique floue (Fuzzy Logic). L'approche proposée peut être décrite comme suit :

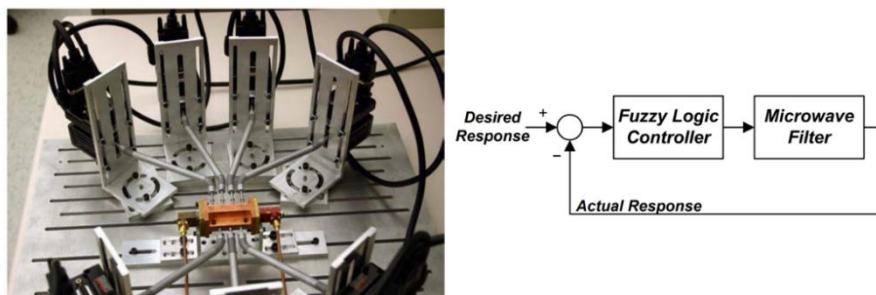


Figure 31: Système de réglage à logique floue [59].

Un technicien RF ajuste les éléments de réglage selon différents scénarios (différentes configurations des vis de réglage données par le concepteur) définis préalablement par le concepteur. De manière simultanée, un algorithme enregistre les modifications apportées aux paramètres [S] pour chaque scénario de réglage. Ensuite, une fois tous

les scénarios effectués, les paires de données (mouvement des éléments de réglage/modifications des paramètres [S]) sont collectées pour créer un contrôleur software à logique floue. Par la suite, l'algorithme à logique floue décide de la prochaine étape de réglage à partir d'une identification de la réponse mesurée et celle du cas dit idéal. Ce processus est répété jusqu'à la convergence optimale du filtre.

Cette procédure a été appliquée avec succès sur un filtre Tchebychev 4-pôles d'une fréquence centrale de 4 GHz et une bande relative de 0.8% (Voir Figure 32). Le principal défi de cette méthode réside dans l'élaboration des scénarios de réglage qui nécessitent un apprentissage exhaustif (plusieurs variations) des vis de réglage. De plus, la méthode en question peut être considérée comme une méthode de réglage semi-automatique parce qu'elle nécessite toujours la présence d'un expert hyperfréquence.

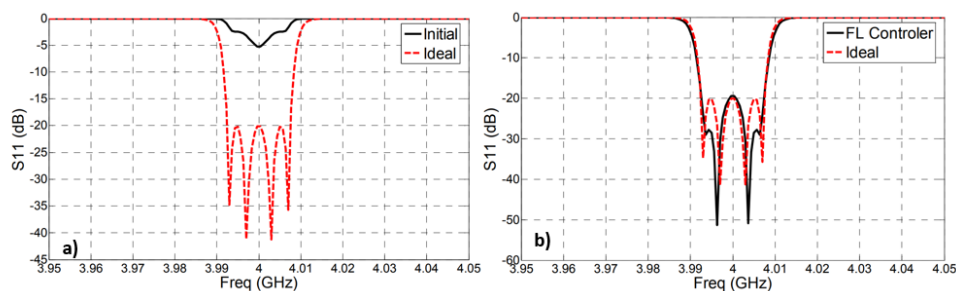


Figure 32: Comparaison entre les résultats de simulation et celle d'optimisation, a) avant-réglage, b) après-réglage.

Une procédure de réglage robotisée a été introduite dans [60]. L'algorithme proposé utilise deux stratégies de réglage post-fabrication. La Figure (33) en est l'illustration. Une stratégie grossière consiste à rendre dans un premier temps la forme des courbes de paramètres [S] mesurés similaire à celle des paramètres idéaux à l'aide d'un calcul de similarité de courbe. Ensuite, une stratégie de réglage fin permet de déplacer les points caractéristiques (maxima locaux de S11, zéros de réflexion et de transmission)

des courbes de paramètres [S] mesurés aux points des paramètres [S] ciblés. L'utilité de l'algorithme a été démontrée sur un filtre à cavités à mode dual en bande X.

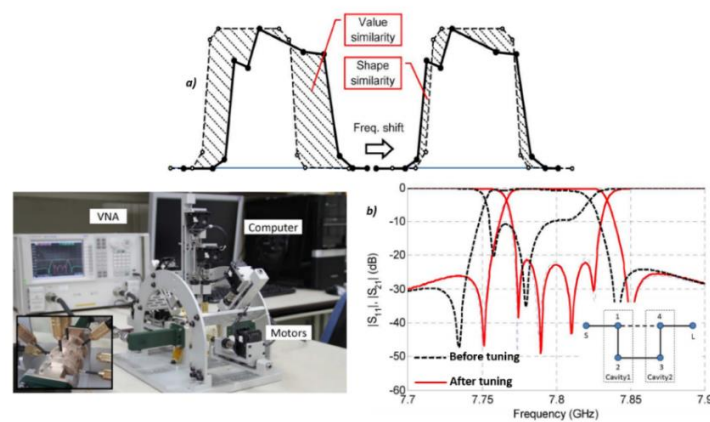


Figure 33: Banc de réglage automatique[60].

Dans la même référence [62], un algorithme génétique hybride a été introduit pour l'optimisation globale de la profondeur des vis de réglage. L'approche utilisée permet de limiter le problème du minimum local dans les processus d'optimisation par gradient.

Le modèle physique d'un filtre hyperfréquence peut être considéré comme un système linéaire invariant dans le temps et possédant un vecteur d'entrée X et un vecteur de sortie Y . Le vecteur d'entrée représente les éléments de réglage et le vecteur de sortie représente les paramètres [S] mesurés. La relation entre X et Y est multidimensionnelle et non linéaire. Un réseau de neurones peut être utilisé pour former un modèle neuronal équivalent de filtre. Ce modèle est généralement obtenu d'une façon itérative et à travers l'apprentissage des poids et des biais constituant les neurones du modèle. Il est important de mentionner que la précision d'un modèle neuronal dépend essentiellement du nombre de couches cachées et de leur fonction mathématique d'activation. Dans le domaine des filtres hyperfréquences, il n'existe pas de règle générale pour déterminer la taille ou le nombre de neurones constituant les couches cachées. Habituellement, c'est la plus grande taille possible des neurones qui est utilisée pour avoir une bonne précision. Néanmoins, plus la taille des couches constituant le modèle neuronal augmente, plus le temps de calcul de la phase d'apprentissage est chronophage.

Jerzy Julian Michalski a présenté dans [61]-[62] une technique intelligente de réglage post-fabrication basée sur des réseaux de neurones complexes. Le système de

réglage comprend deux étapes : une étape d'apprentissage où les réseaux de neurones sont formés automatiquement à partir des paramètres [S] mesurés. Il convient de préciser qu'en entrée, les réseaux de neurones reçoivent les paires des données (position des vis de réglage/ variation des paramètres [S]) et qu'en sortie ils génèrent automatiquement un mappage entre les variations des vis et les variations des paramètres [S]. Une fois ce mappage établi, une seconde étape d'optimisation où les réseaux de neurones sont employés comme un modèle très précis est prévue pour guider de manière itérative le filtre réel vers son cahier des charges. Le principal avantage de la méthode proposée est que les filtres sont traités comme une boîte noire. Aucune information sur le type et la topologie des filtres n'est nécessaire pour établir l'algorithme de réglage. Cependant, il a été prouvé dans l'article [61] que la phase d'apprentissage des réseaux de neurones nécessite à la fois la considération de filtres se rapprochant des spécifications et de nombreux scénarios de réglage. Dans [61], Jerzy Julian Michalski a ainsi collecté 2000 vecteurs d'apprentissage. Chaque vecteur contient deux variations de la position de vis de réglage et les modifications engendrées sur les paramètres [S]. L'auteur a formé les réseaux de neurones sur cinq filtres déjà ajustés. La précision du processus de réglage post-fabrication a été prouvée via l'ajustement automatique d'un filtre de 11 cavités, une fréquence centrale de 0.945 GHz et une bande relative de 4.2% (Voir Figure 34).

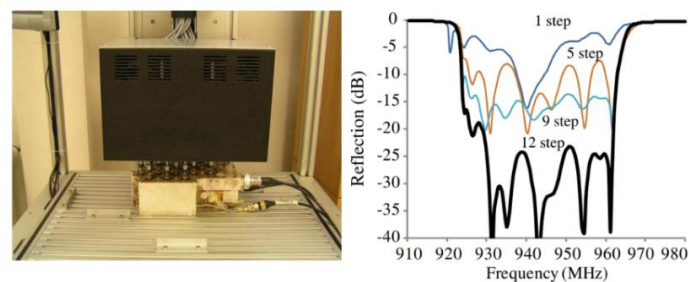


Figure 34: Réglage post-fabrication d'un filtre de 11 cavités [61].

Jingfeng Yang propose dans [63] une méthode de réglage fondée sur l'apprentissage par renforcement (Q-learning) pour le réglage automatique de filtre. Le modèle neuronal a été formé en entrée avec 100 réponses aléatoires en paramètres S_{11} et en sortie de 100 variations sur les vis de réglage. Une fois le modèle neuronal établi, Jingfeng Yang injecte dans la phase finale les paramètres S_{11} idéaux issus d'une synthèse théorique en entrée. Le modèle émet donc en sortie une prédiction sur la position optimale de l'ensemble des vis de réglage. L'efficacité de la méthode de

réglage a été prouvée via un réglage d'un filtre volumique 4 pôles de fréquence centrale de 0.945 GHz. Le réglage final de filtre a été effectué dans 48 itérations. L'inconvénient majeur de cette technique de réglage est qu'elle est moins efficace dans le cas de réglage d'un ensemble de filtres relevant d'un même cahier des charges. Un apprentissage exhaustif est en effet nécessaire sur chaque filtre car la variation des paramètres [S] par rapport aux vis de réglage varie d'un filtre à l'autre selon l'impact des tolérances de fabrication.

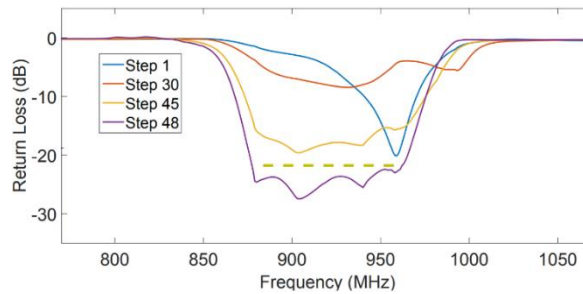


Figure 35: Réglage post-fabrication d'un filtre 4 pôles [63].

II.5. Banc de réglage automatique :

La majorité des travaux établis dans le domaine du réglage automatique de filtre se focalisent essentiellement sur le développement et l'amélioration des algorithmes de réglage plutôt que sur l'étude d'une configuration de réglage complète incluant à la fois une étude mécanique et algorithmique du banc de réglage post-fabrication automatique.

Dans la littérature scientifique, il n'existe que quelques configurations mécaniques de réglage quasi-fiables pour un usage industriel. La plupart de ces configurations ne sont adaptées qu'à un seul type de filtre. Parmi ces configurations de réglage, on distingue deux catégories :

- Banc de réglage à bras unique.
- Banc de réglage à bras multiples.

Cette étude bibliographique regroupe de nouveau les configurations de réglage automatisées à l'aide de vis de réglage.

Banc de réglage à bras unique :

La figure (36) représente une configuration des bancs de réglage à un seul bras où le pilotage des vis s'effectue de façon séparée (Le robot SCARA (a), le robot cartésien

fabriqué par COM DEV Ltd (b)). Ces deux robots utilisent généralement une table cartésienne pour déplacer le bras motorisé et ils présentent la version la plus complète des bancs de réglage automatisés puisqu'ils sont équipés d'un mécanisme (Tournevis/écrou) qui permet de verrouiller les vis après la phase finale de réglage du filtre. En effet, le détachement du banc de réglage du filtre à la fin de la procédure de réglage peut induire une légère modification au niveau de la position des vis de réglage : il y a nécessairement au moment du réglage un jeu mécanique entre le filetage des vis de réglage et le filetage intérieur des cavités. Pour surmonter ce problème, les vis de réglage sont donc verrouillées avant d'enlever les bras motorisés.

De plus, ces robots sont très généraux et indépendants de la taille de filtre volumique à ajuster. Un inconvénient associé à ce type de robot est qu'il nécessite beaucoup de temps pour collecter les données d'apprentissage et également pour mettre les vis dans leurs positions optimales. En outre, ce genre de configuration est difficile à appliquer dans le cas des topologies de filtrage qui nécessitent un réglage sur l'ensemble de faces de filtre (par exemple, le cas des filtres symétriques à mode duaux).

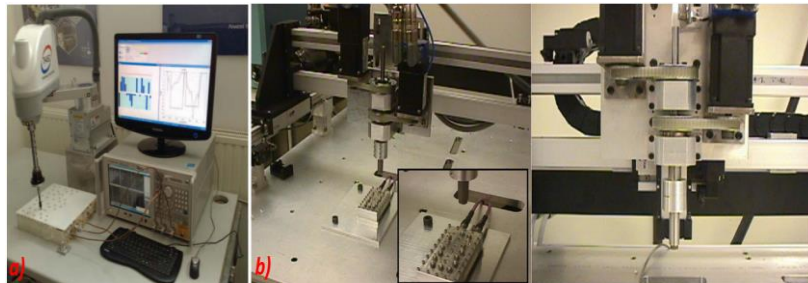


Figure 36: Banc de réglage à un seul bras contrôlant séparément plusieurs vis de réglage [(a) robot SCARA, (b) robot COM DEV], (a)[64], (b)[65].

- **Banc de réglage à bras multiples :**

La figure (37) représente une configuration de bancs de réglage à multiples bras où l'actionnement des vis s'effectue de façon simultanée [58] [66] [60].



Figure 37: Banc de réglage à bras multiples contrôlant simultanément les vis de réglage, (a) [59], (b) [65], (c) [60].

Ce type de configuration de robots réglers est indépendant de la structure de filtrage à ajuster, offre de bonnes performances en termes de rapidité de pilotage des vis de réglage et assure la possibilité d'accélérer le processus de réglage par rapport aux robots à un seul bras. Cependant, dans ce genre de banc de réglage, il est indispensable, pour chaque nouveau type de filtre (quelle que soit sa taille), de prévoir une tête qui met en correspondance la matrice des moteurs pas à pas avec les vis de réglage d'un filtre donné.

II.6. Tableaux comparatifs :

Une comparaison qualitative des différentes techniques décrites précédemment est présentée ci-dessous, dans le Tableau 1. Les paramètres évalués sont le nombre de pôles, fréquence centrale, bande passante relative, les zéros de transmission de la topologie de filtrage testée, le nombre d'itérations, et la rapidité de réglage post-fabrication des filtres hyperfréquences.

Catégories		Pôle, TZ, f_0 (GHz), RBW	Temps d'apprentissage	Nombre d'itération	Temps de réglage
Méthodes Analytique	Méthodes séquentielles	8, 0, 12, 0.8%	*	2n-1 avec n : nombre de pôle	****
		5, 0, 1.22, 6.6%	*		****
		5, 2, 12.7, 0.3%	*		****
		5, 2, 12.7, 0.3%	*		****
	Méthodes simultanées	6, 2, 1.5, 2.7%	**	250	**
		8, 2, 12, 0.4%	**	20	*
		10, 6, 2.6, 7%	**	4	*
		6, 0, 11, 4.5%	***	5	**
Méthodes heuristiques	4, 0, 4, 0.8%	***	17	***	
	11, 0, 0.945, 4.2%	****	12	*	
	4, 0, 0.945, 4.2%	****	48	*	
	4, 2, 7.8, 0.6%	***	8	*	
	4, 0, 0.925, 5.4%	***	11	**	
	11, 0, 0.945, 4.2%	****	13	**	
	6, 3, 3.5, 7%	***	14	**	

Tableau 1: Comparaison qualitative des différentes techniques de réglage post-fabrication.

- Temps d'apprentissages : **** > 30 min, *** 15 <T< 30min, ** 5min <T< 15 min, * < 5min.
- Temps de réglage : **** > 20 min, *** 10 <T< 20min, ** 5min <T< 10 min, * < 5min.

Ce tableau montre que les méthodes dites simultanées offrent un bon compromis en termes de temps de réglage, mais également en termes de précision de réglage post-

fabrication. Cependant, le choix d'une technique par rapport à l'autre dépend essentiellement de la complexité et de la sensibilité de la topologie de filtrage à ajuster.

Dans les procédures de réglage post-fabrication basées sur l'extraction séquentielle des paramètres de filtre, la synchronisation des résonateurs constituant le filtre s'effectue de manière récursive. L'expérience montre que cela permet de limiter le problème critique lié aux minimums locaux, ou la convergence vers une solution imprévue. Cependant, l'ajustement progressif des vis ajoute une imprécision à chaque étape de réglage, car une vis de réglage n'affecte pas seulement le coefficient de couplage auquel elle est associée mais l'ensemble des coefficients de la matrice de couplage de filtre, ce qui entraîne à la fin de l'itération de réglage un décalage fréquentiel pouvant être important entre les réponses idéales et cibles. Par conséquent, pour rapprocher le filtre de son gabarit, une intervention d'un(e) ingénieur(e) RF qualifié(e) pour un réglage fin peut s'avérer nécessaire, lorsque le processus de réglage ne converge pas vers une solution acceptable). Un inconvénient associé au réglage séquentiel est qu'il nécessite de court-circuiter l'ensemble des cavités de filtre, ce qui n'est pas toujours évident dans certaine structure de filtrage comme les filtres elliptiques à mode dual ou les filtres à résonateur diélectrique. De plus, ces procédures exigent un nombre important d'itérations, ce qui augmente la durée totale de réglage post-fabrication.

Les techniques de réglage post-fabrication fondées sur le *space mapping* offrent de bonnes performances en termes de précision de réglage. Par contre, comme ces techniques sont soumises à l'optimisation d'un modèle grossier de filtre réel dans un outil logiciel de CAO, l'efficacité de convergence de cette méthode est liée à la capacité du modèle à reproduire la sensibilité du filtre réel.

Les méthodes qui se fondent sur l'intelligence artificielle, où les filtres peuvent être réglés grâce à l'apprentissage automatique des réseaux de neurones sans effectuer ni la modélisation ni l'analyse de sensibilité, sont efficaces en termes de performances atteintes et de rapidité de réglage. Cependant, ces méthodes exigent une phase d'apprentissage exhaustive des paramètres de réglage, et surtout l'entraînement des réseaux de neurones sur plusieurs filtres à cavités déjà réglées après leurs

fabrications. Ces méthodes nécessitent ainsi un temps d'apprentissage élevé auquel s'ajoute la question de disponibilité de filtres à cavités déjà ajustés.

Pour conclure, les méthodes de réglage post-fabrication automatiques utilisant un modèle de filtre, l'extraction et l'optimisation de la matrice de couplage, sont privilégiées dans le milieu industriel et le seront dans ce travail, car elles assurent un meilleur compromis entre la précision de réglage et la durée totale de réglage post-fabrication. Elles permettent, de surcroît, de générer une loi de variation globale des coefficients de la matrice de couplage en fonction des vis de réglage. Ceci est très important, car dans le cas d'un problème mécanique au niveau de l'insertion des vis pendant la phase d'apprentissage ou la phase de réglage finale, les vis peuvent être remises à leurs positions initiales, et il est alors possible de recommencer la manipulation à n'importe quelle étape de la procédure sans la nécessité de répéter toute de la procédure de réglage. Elles permettent aussi d'optimiser simultanément tous les paramètres de réglage. Néanmoins, pour utiliser ces méthodes, il faut respecter deux conditions. Premièrement, comme l'ajustement de filtre se fait principalement sur un modèle s'appuyant sur une matrice de couplage, il est nécessaire de prévoir une étape de préréglage grossier afin d'être en mesure d'extraire un modèle équivalent de filtre très représentatif du comportement du filtre réel. Deuxièmement, la précision de ces méthodes dépend fortement de l'existence d'une relation linéaire entre les éléments du modèle équivalent et les paramètres de réglage (vis de réglage). Ces méthodes présentent par ailleurs un temps d'apprentissage automatique faible par rapport aux méthodes basées sur l'intelligence artificielle.

L'approche de réglage développée dans ce travail étant fondée sur l'optimisation simultanée des paramètres de réglage de filtre, nous avons choisi d'une part la configuration des robots régleurs à bras multiples et d'autre part l'utilisation des modèles équivalents à matrice de couplage avec quelques points clés discriminants:

- Possibilité d'optimiser les filtres sans tenir compte des pertes (les pertes du filtre réel sont virtuellement effacées). En effet, les algorithmes ne sont alors plus gênés par ces pertes qui déforment les réponses et diminuent la qualité des optimisations réalisées.
- Possibilité de réutiliser le modèle équivalent créé en passant d'une itération d'optimisation à une autre. Typiquement, 1 à 3 itérations d'optimisation sont nécessaires, avec la création d'un modèle pour chaque itération. Au cas où il

n'y aurait pas de réutilisation des données d'apprentissage, le modèle peut requérir jusqu'à 10 minutes pour sa création.

- Possibilité d'adresser un grand nombre de topologies (toutes les topologies dites à matrice de coupage unique) grâce à la versatilité de l'approche par matrice de couplage.

II.7. Conclusion

Dans cette première partie, d'une part nous avons passé en revue des propositions avancées et des applications industrielles sur le réglage post-réalisation automatique des filtres hyperfréquence. D'autre part, nous avons situé les orientations des travaux de cette thèse vis-à-vis de l'état de l'art. L'étude bibliographique a montré que le réglage manuel est devenu une source potentielle de risque pour le délai et le coût de livraison et qu'il est perçu comme un facteur handicapant la production des industries spatiales, en particulier la fabrication des dispositifs RF et micro-ondes de haute précision.

Partie B : Procédure de réglage post-fabrication automatisée

II.8. Introduction

Dans cette partie, nous présentons la procédure de réglage post-fabrication automatisée développée dans le cadre de ces travaux de thèse.

En cohérence avec les conclusions de l'étude bibliographique, cette procédure s'appuie sur le principe d'extraction de la matrice de couplage du filtre, qui permet de relier le modèle physique à un circuit équivalent en éléments localisés et d'orienter alors les directions d'optimisation. Le principe d'extraction des paramètres de la matrice de couplage à partir de la connaissance de paramètres S a été développé initialement dans le cadre d'un projet de recherche entre XLIM (S.Bila) et l'INRIA (F.Seyfert).

Le réglage post-fabrication assisté par ordinateur s'effectue en faisant tourner automatiquement et simultanément les vis qui règlent l'ensemble des coefficients de la matrice de couplage. La modification de la position d'une vis affecte principalement le coefficient de la matrice directement associé, mais également dans une moindre mesure tous les autres coefficients de la matrice. C'est pourquoi, le cœur de notre méthode de réglage consiste dans l'établissement d'une relation précise entre chaque coefficient de la matrice de couplage et l'ensemble des paramètres d'optimisation, donc des positions des vis de réglage. Une fois toutes ces relations établies au moyen d'une phase d'apprentissage, une procédure d'optimisation classique est appliquée pour déterminer les profondeurs optimales des vis de sorte que les paramètres (S_{11} , S_{22} , S_{21}) respectent au mieux les spécifications données par le cahier de charge.

Cette procédure est détaillée dans la partie suivante.

II.9. Procédure de réglage post-réalisation automatique :

La procédure de réglage post-fabrication des filtres hyperfréquences est décrite par le schéma fonctionnel illustré dans la Figure 38 :

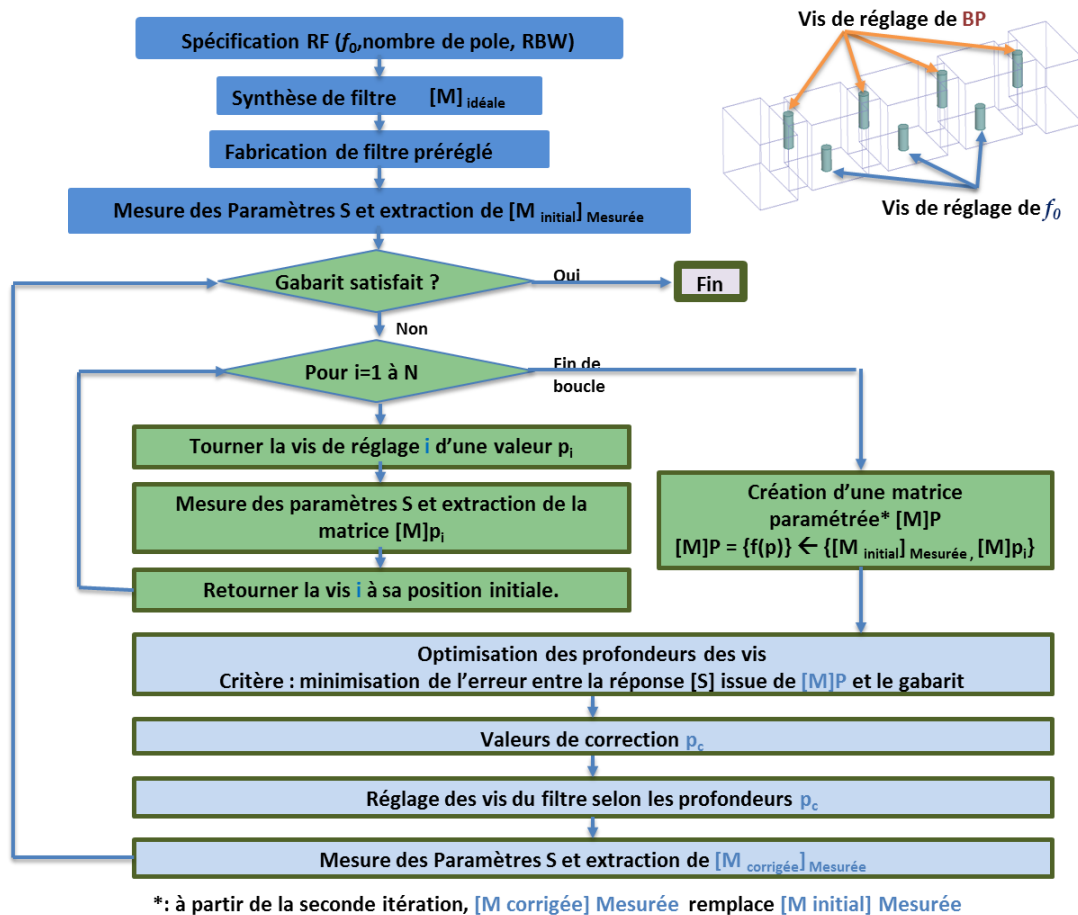


Figure 38: Procédure de réglage post-fabrication automatique.

Notre processus de réglage automatique peut être divisé en trois grandes parties. Dans la première partie, en bleue, la réponse souhaitée est spécifiée en termes de fréquence centrale, bande passante relative et de nombre de résonateurs, de sélectivité, Ensuite, la matrice de couplage idéale du filtre est déterminée grâce à une synthèse théorique aujourd'hui classique. A l'issue de cette étape, nous effectuons un pré-dimensionnement du filtre réel, le plus souvent en appliquant une méthode par segmentation. Nous procéderons à la simulation électromagnétique sous HFSS du filtre assemblé. Ces résultats de simulation sont alors comparés à la courbe objective.

Si nécessaire, une phase d'optimisation est engagée, telle que décrite dans la partie précédente (cf. II.7).

Une fois le filtre fabriqué, nous effectuons une première mesure des paramètres [S] du filtre avec les vis de réglage placées dans leurs positions initiales. Du fait des imprécisions de fabrication, cette réponse n'est généralement pas conforme à la réponse issue de la phase de synthèse. A partir des paramètres [S] obtenus, une extraction de la matrice de couplage est réalisée à l'aide du logiciel PRESTO (PRESTO est un logiciel développé par L'INRIA qui permet d'extraire une matrice de couplage normalisée en fréquence à partir de la réponse en fréquence du filtre).

Au terme de cette étape, nous avons donc mesuré le filtre et déterminé la matrice de couplage associée à la position initiale des vis de réglage.

Dans la seconde étape en vert, on effectue un apprentissage des sensibilités. La première vis tourne d'un nombre de tours correspondant à une profondeur définie par le concepteur, pour couvrir une amplitude de réglage adéquate du paramètre lié. Ensuite une nouvelle extraction de matrice de couplages est réalisée, puis on remet la vis à sa position initiale. La même vis est positionnée en sens opposé, et la même extraction est effectuée avant de remettre la vis à sa position initiale. Chaque extraction de matrice permet d'établir un lien entre l'ensemble des valeurs des paramètres de la matrice de couplage et la position de la vis qui a été actionnée. Cette procédure est répétée pour l'ensemble des N des vis de réglage. L'ensemble des matrices de couplage ainsi extraites sont ensuite assemblées dans une seule matrice, dont chaque élément est alors paramétré par l'ensemble des positions des éléments de réglage.

Chaque coefficient m_{ij} de la matrice de couplage paramétrée est ainsi exprimé en fonction de la position initiale des vis et en fonction de chaque variation des vis de réglage et peut donc s'écrire sous la forme suivante:

$$m_{ij} = m_{ij-initial} + \sum_{i=1}^N \alpha V_i^2 + \beta V_i \quad (24)$$

- $m_{ij-initial}$: coefficient de couplage correspondant à l'état initial des vis.
- α , β sont respectivement des coefficients issus d'une interpolation à l'ordre 2 pour coefficients m_{ij} par rapport à une profondeur des vis de réglage V_i .

Dans la troisième étape en bleu, une fois la matrice paramétrée établie, le modèle

équivalent paramétré est intégré dans le simulateur circuit (ADS). L'environnement de simulation permet de réaliser une optimisation rapide, sur les profondeurs des vis de réglage, afin d'obtenir une réponse adéquate à celle de simulation électromagnétique. Des méthodes de type gradient ou Newton sont appliquées pour conduire l'optimisation.

A l'issue de cette première itération d'optimisation, les vis de réglage du filtre sont placées aux positions recommandées par l'optimiseur ADS. Si la réponse du filtre obtenue n'est pas conforme aux spécifications, la matrice de couplage extraite de la mesure et la matrice objectif sont trop éloignées. Les positions calculées à l'issue de l'itération d'optimisation 1 des vis de réglage deviennent, dans ce cas, les références à l'état initial de l'itération suivante. Dans le processus de réglage post-fabrication, nous effectuons alors une nouvelle analyse en sensibilité et une nouvelle optimisation.

Il convient de mentionner que cette méthode est très générale, elle est indépendante à la fois de type de filtre étudié et de sa technologie. L'expérience montre que le nombre d'itération nécessaire est très réduit, les temps de réglage sont donc faibles. Cependant, notre technique n'est applicable que dans le cas où la réponse de filtre mesurée est extractible par le logiciel Presto (topologie de couplage canonique).

Nous décrivons, dans les paragraphes suivants, le banc de réglage développé, puis l'interface graphique MATLAB de pilotage mise au point. Puis nous appliquerons la technique de réglage déployée pour l'ajustement d'un filtre Tchebychev 3-pole et d'une série de filtre Tchebychev 3-pole de même spécifications.

II.10. Banc de réglage automatique :

La figure (39) montre les composants de base de notre banc de réglage automatisé. Ce banc comprend notamment :

- Un ordinateur (PC) avec une interface réseau Ethernet.
- Un analyseur de réseau vectoriel VNA.
- Des moteurs pas à pas (Stepper Nema 17 Bipolar Moteur) et leurs alimentations.
- Des microcontrôleurs pour piloter les moteurs (PhidgetStepper Bipolar HC stepper controller-1063).
- Filtre hyperfréquence à régler.

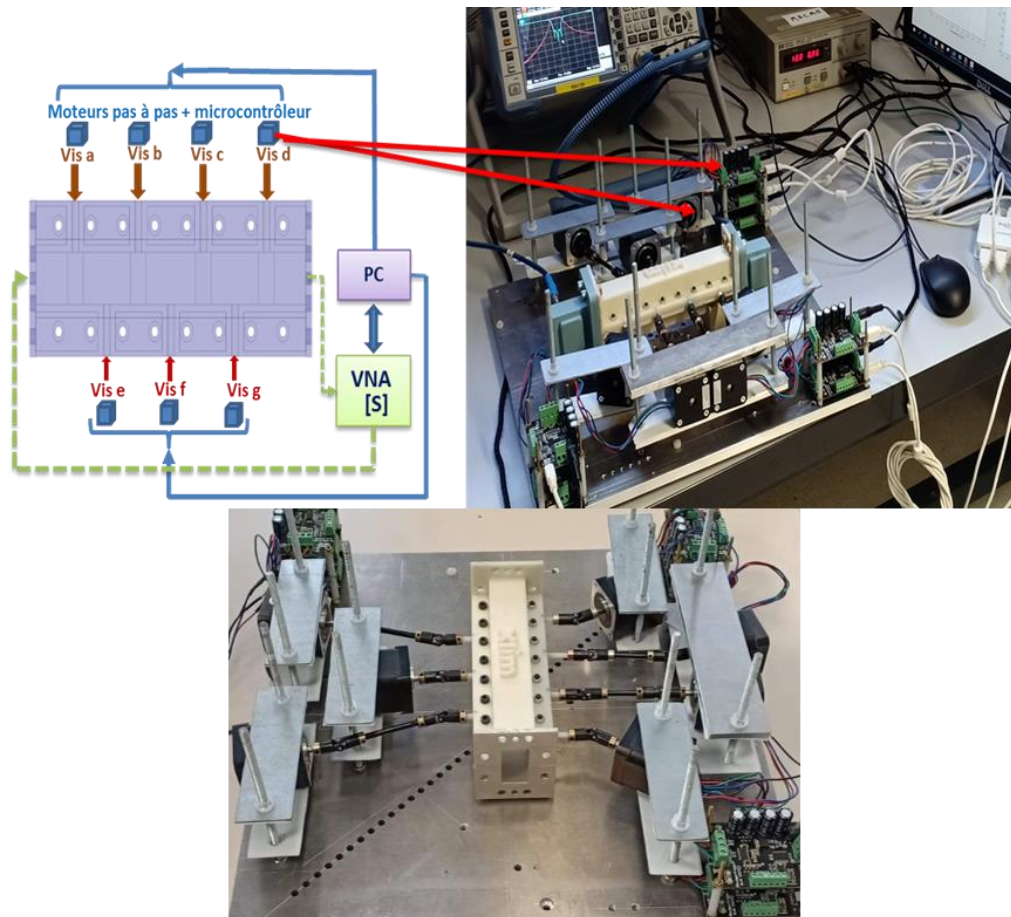


Figure 39: Banc de réglage automatique.

Les vis de réglages sont liées aux arbres des moteurs à travers des bras flexibles et des joints de cardan qui permettent de transférer avec précision le mouvement des moteurs aux vis de réglage. Les moteurs pas à pas utilisés, les Steppers Nema 17, possèdent un angle de rotation de 1.8° par pas. Mais grâce à l'utilisation des microcontrôleurs PhidgetStepper-1063, la résolution des moteurs est améliorée d'un facteur 16, ce qui ramène à un angle de 0.1125° par pas, soit un déplacement de $0.25 \mu\text{m}$ (voir Figure 40). Cela permet d'améliorer la sensibilité de positionnement des vis, ce qui est particulièrement important pour l'application de réglage post-fabrication des filtres hyperfréquences.

De plus, Mécaniquement, les moteurs pas à pas ne sont pas asservis en position, ils sont maintenus seulement en rotation avec des plaques métallique comme le montre la figure (40), ceci nous permet de placer aisément les moteurs autour de filtre à régler.

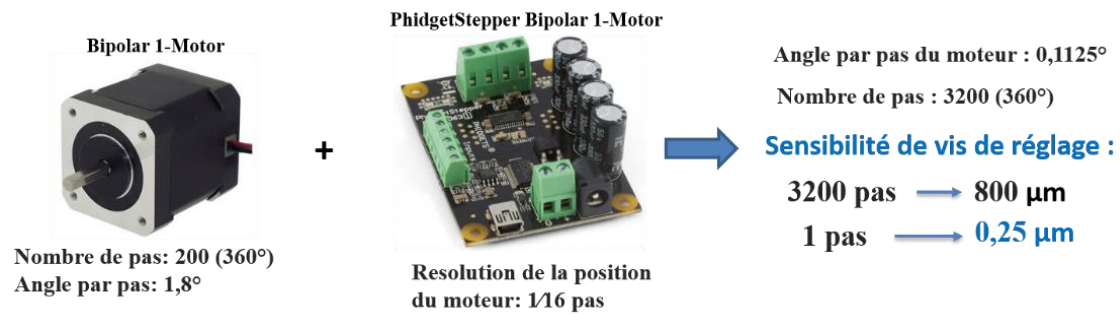


Figure 40: Sensibilité des vis de réglage (à titre d'exemple).

L'acquisition des paramètres [S] par le VNA, l'asservissement des moteurs pas à pas ainsi que l'optimisation des profondeurs des vis de réglage sont programmés dans Matlab sous forme d'une interface graphique comme l'illustré par la Figure 41.

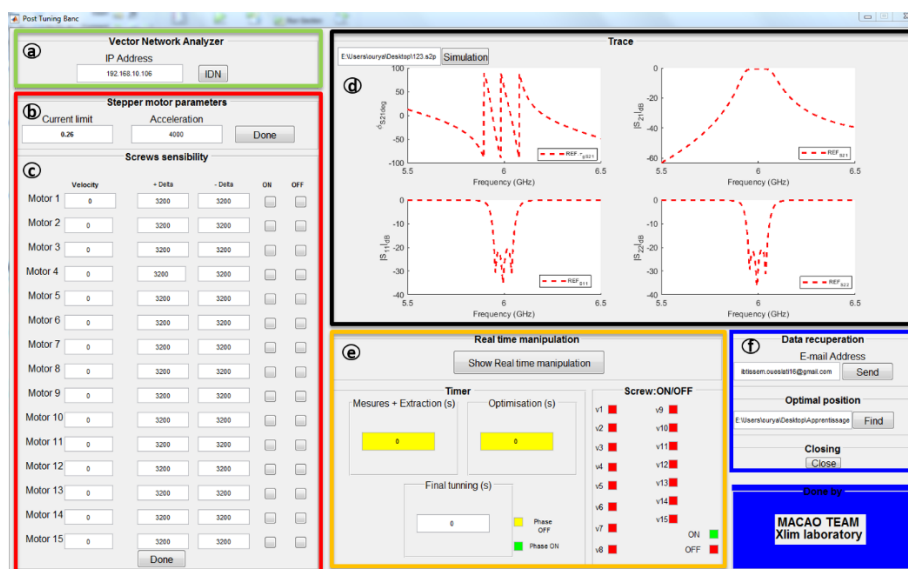


Figure 41: Interface graphique de pilotage.

Cette interface offre à l'utilisateur plusieurs fonctionnalités pour lui permettre de suivre le déroulement de la procédure de réglage post-fabrication:

- La partie **a)** permet à l'utilisateur de se connecter au VNA en insérant son adresse IP (Internet Protocol).
- La partie **b)** permet à l'utilisateur de choisir le courant limite et l'accélération adéquate des moteurs pas à pas. Il s'agit notamment de protéger les moteurs contre les surcharges correspondant à un dysfonctionnement (extrémité de vis en contact avec un élément du filtre, filetage détérioré).
- La partie **c)** permet de sélectionner et contrôler la vitesse de rotation et la position de chaque moteur. Il est important de mentionner que chaque moteur

peut tourner à une vitesse propre, c'est-à-dire différente des autres. En outre des valeurs d'excursion min et max individuelles peuvent y être définies. Enfin on peut choisir d'inclure, ou non, telle ou telle vis pour le réglage. Toute cette flexibilité est très intéressante dans le cas où, dans un même filtre, les sensibilités des éléments de la matrice de couplage au déplacement des éléments d'accord sont très hétérogènes.

- La partie **d)** permet d'observer les variations apportées sur les paramètres [S] après chaque itération de réglage.
- La partie **e)** permet de suivre en temps réel la progression de la procédure de réglage à l'aide d'une caméra de surveillance. Elle sert aussi à identifier l'arrêt des moteurs pas à pas en cas d'un problème électrique ou mécanique. Elle permet enfin d'enregistrer le temps total accumulé (temps d'apprentissage + temps de réglage final) par la procédure de réglage.
- La partie **f)** permet d'enregistrer les positions optimales des vis de réglage issues de l'algorithme d'optimisation. Ces positions optimales sont transférées vers les moteurs pas à pas en fin d'itération de réglage. En fin de procédure, qui dure un temps de 10 min au total, un courrier électronique contenant les paramètres [S] avant et après le réglage post-fabrication peut être envoyé à l'adresse indiquée.

II.11. Application :

Pour tester l'efficacité de la technique de réglage proposée, nous avons conçu un filtre Tchebychev 3-pôles avec une fréquence centrale de 6 GHz, une bande passante relative de 1.7% et une adaptation de 20.5 dB, La Figure 42 en rend compte.

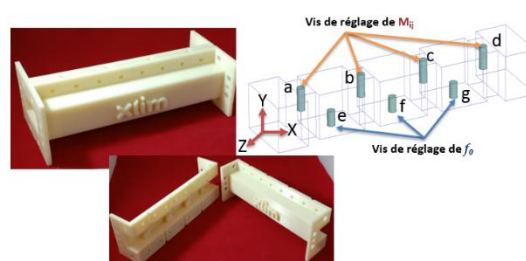


Figure 42: filtre Tchebychev 3-pôle après la fabrication additive polymère et model CAO du filtre et des vis de réglage.

Le filtre conçu est constitué de trois résonateurs couplés entre eux par des iris inductifs. Le couplage aux accès est également effectué d'une manière magnétique.

Sept vis de réglage en nylon ($\epsilon_r = 2.9$, $\tan(\delta) = 0.001$) permettent d'ajuster les paramètres du filtre. Les vis (a, b, c, d figure 42) modifient respectivement le couplage aux accès et les couplages inter-résonateurs, les vis (e, f, g figure 42) modifient la fréquence de résonance de chaque résonateur. Ces différentes vis ajustent simultanément la fréquence centrale et la bande passante de filtre. Le filtre a été fabriqué en deux pièces à l'aide de la FDM (fused deposition modeling). Ensuite, deux couches de laque argent ont été appliquées pour garantir une conductivité suffisante ($\sigma = 1 \text{ S}/\mu\text{m}$) pour cette preuve de concept [67].

La réponse du filtre EM, issue d'HFSS, ainsi que la matrice de couplage correspondante sont montrées Figure 43. Sur la base de cette simulation, les paramètres de réglage vont être optimisés afin de satisfaire les spécifications requises.

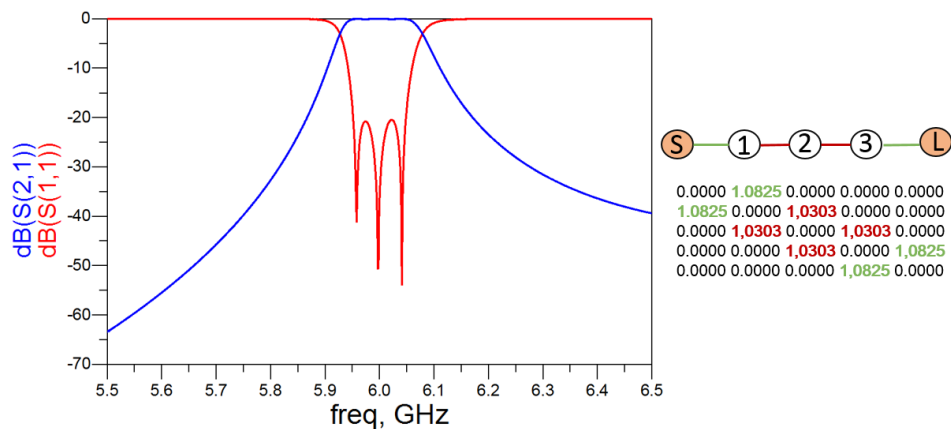


Figure 43: Réponse fréquentielle du filtre et matrice de couplage idéale.

La Figure 44 illustre une comparaison entre les résultats de simulation et ceux de la mesure après la fabrication du filtre. Comme on peut le voir sur le Tableau 2, les résultats de mesure présentent un décalage en fréquence centrale supérieur à la moitié de la bande passante (de l'ordre de 52 MHz), un décalage de 24 MHz en bande passante et un décalage de 12dB en termes d'adaptation dans la bande par rapport à l'objectif. Ces décalages sont essentiellement liés aux tolérances de fabrication et d'assemblage, ainsi aux vis de réglage qui sont positionnées arbitrairement dans le filtre.

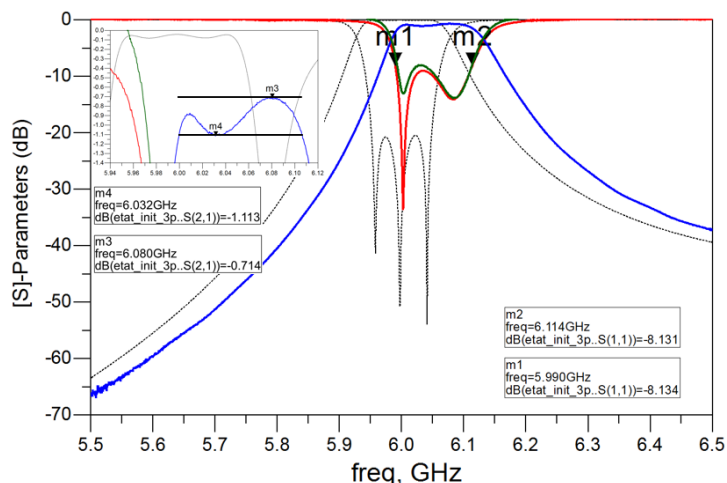


Figure 44: Résultats de mesure avant réglage.

Comparaison			
	Simulation sans pertes	Mesures	Δ Simulation-Mesures
BP(MHz)	100	124	24 MHz
f_0(GHz)	6	6,052	52 MHz
P_{ins}(dB)	0	0,93	0,93 dB
RL_{max}(dB)	20,5	8,13	12,37 dB

Tableau 2: Comparaison entre les résultats de simulation et ceux avant réglage post-fabrication.

Notre objectif est d'utiliser les sept vis de réglage pour ramener le filtre fabriqué dans son cahier des charges. Pour ce faire, nous avons appliqué la méthode de réglage expliquée auparavant. Après avoir fait tourner chaque vis d'une valeur $+\Delta V$ puis $-\Delta V$ ($\pm \Delta V = \pm 5000 \mu\text{m}$), une mesure des paramètres [S] et une extraction de la matrice de couplage sont effectuées. Ceci est répété pour les sept vis de réglage. Les quinze matrices de couplage sont ensuite rassemblées dans une seule matrice paramétrée par les positions des 7 vis. Ensuite, nous procédons à la création du modèle équivalent paramétré du filtre dans le simulateur du circuit ADS. Enfin, nous optimisons les profondeurs des vis de sorte à avoir des résultats conformes à ceux de simulation. Après avoir tourné les vis aux positions optimisées, un test final a été effectué. Les résultats sont illustrés dans la Figure 45.

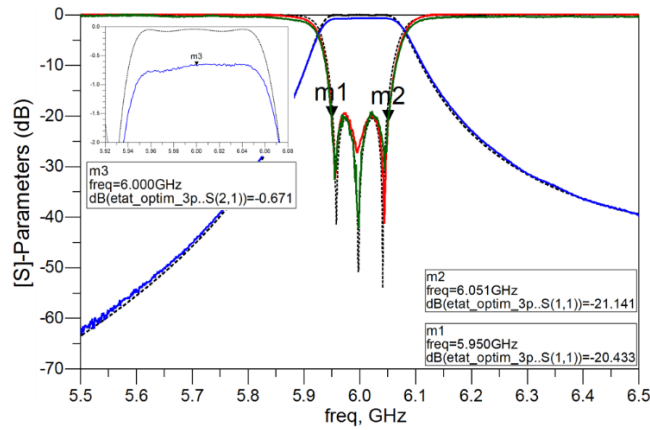


Figure 45: Résultats de mesure après réglage.

Comparaison			
	Simulation sans pertes	Mesures	Δ Simulation-Mesures
BP(MHz)	100	101	1 MHz
f_0 (GHz)	6	6	0 MHz
P_{ins} (dB)	0	0,671	0,67 dB
RL_{max} (dB)	20,5	20,2	0,3 dB

Tableau 3: Comparaison entre les résultats de simulation et ceux après réglage post-fabrication.

Nous constatons que les résultats de mesure après le réglage sont très similaires à ceux issus de la simulation (Voir Tableau 3). Il est important de mentionner que les positions optimales des vis sont obtenues après une seule itération. Le temps de réglage est de 7 min (2 min d'apprentissage, 4 min pour la création du modèle équivalent, 1 min d'optimisation), alors que les positions initiales ont été choisies d'une manière aléatoire, tout en respectant la marge physique de variation des vis de réglage.

II.12. Réglage post-fabrication d'une série de filtres à cavités partageant les mêmes spécifications

Nous souhaitons décrire dans cette partie le réglage post-fabrication d'un filtre à cavité, en utilisant la sensibilité des vis de réglage établie sur un autre filtre déjà ajusté à l'aide de la procédure de réglage automatique décrite dans la partie précédente. Toutefois, le filtre à régler doit avoir la même topologie et le même cahier des charges que le filtre réglé précédemment. Cette analyse vise à montrer qu'il est possible d'augmenter la rapidité de réglage en production pour de nombreux filtres de même topologie.

II.12.1. Approche de réglage post-fabrication :

Le processus de réglage post-fabrication assisté par ordinateur d'une série de filtres à cavités de mêmes natures, peut être représenté par l'organigramme illustré dans la Figure 46.

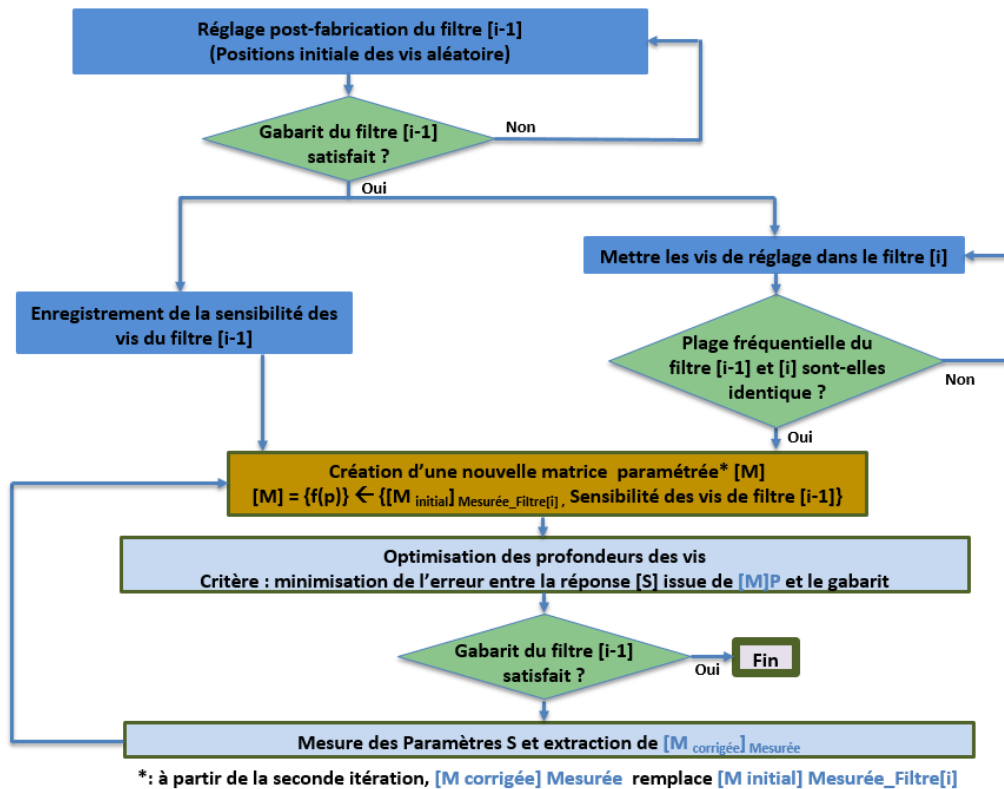


Figure 46: Organigramme de réglage post-fabrication d'une chaîne de filtre.

La procédure de réglage développée peut être répartie en étapes fondamentales :

- Etape 1 : cette étape consiste à mettre le premier filtre [i-1] dans son gabarit objectif, en partant d'une position initiale des vis de réglage aléatoire. Une fois que le filtre [i-1] respecte son cahier des charges, un algorithme enregistre automatiquement la sensibilité des vis ainsi que la réponse en paramètres [S] associée aux positions idéales des vis de réglage.

A titre de rappel, chaque coefficient de la matrice de couplage paramétrée est exprimé à la fois en fonction des positions initiale des vis et de la sensibilité de toutes les vis de réglage. Pour le filtre [i-1], chaque coefficient de couplage est donc écrit sous la forme suivante :

$$m_{ij} = m_{ij-p.initial_F[i-1]} + \sum_{i=1}^n (\text{Sensibilité_F}[i-1]) V_i \quad (25)$$

Nous allons maintenant utiliser la sensibilité des vis du filtre [i-1] pour ajuster le filtre [i] de même cahier des charges.

- Etape 2 : cette étape consiste à mettre les vis d'une façon automatique dans le filtre [i] de sorte que la fréquence centrale de ce dernier soit dans la bande passante initiale avant réglage de filtre [i-1], les réponse fréquentielle de filtre [i] et le filtre [i-1] ne doivent pas être trop éloigné en terme de fréquence centrale afin que l'apprentissage établi dans le filtre [i-1] soit relativement valable pour le filtre [i]. Une fois que cette condition est vérifiée, une seule matrice de couplage est extraite, puis on procède à la création de la matrice paramétrée correspondant à ce filtre : chacun des coefficients de cette matrice est en fonction de la position initiale des vis du filtre [i] mais la sensibilité des vis de réglage est celle associée au filtre [i-1]. Chaque coefficient peut donc s'écrire sous cette forme :

$$m_{ij} = m_{ij-p.initial_F[i]} + \sum_{i=1}^n (\text{Sensibilité_F}[i-1]) V_i \quad (26)$$

Au terme de cette étape nous procéderons à l'optimisation des profondeurs des vis de réglage associées au filtre [i] afin de satisfaire à l'objectif.

Si cette procédure ne s'avère pas efficace et ne permet pas de régler le filtre i, les positions issues de l'optimisation des vis de réglage deviennent l'état initial de la prochaine itération et le processus de réglage post-fabrication est amené à recréer une nouvelle matrice paramétrée et une nouvelle optimisation.

Nous pouvons ainsi estimer que pour un lot de filtre, cette procédure permettra d'accélérer le réglage au moins pour un certain nombre de dispositif, en fonction de la répétabilité de la technique de fabrication.

II.12.2. Application

Pour valider la technique de réglage ci-dessus, nous avons fabriqué un deuxième filtre Tchebychev 3-pôles, identique à celui présenté dans la partie II.11. La Figure 47 montre une comparaison en paramètres [S] des deux filtres dans le cas où les vis sont entièrement dehors, nous remarquons que les deux filtres sont décalés en fréquence,

ce qui signifie que les tolérances de fabrication ne sont pas identiques pour les deux filtres.

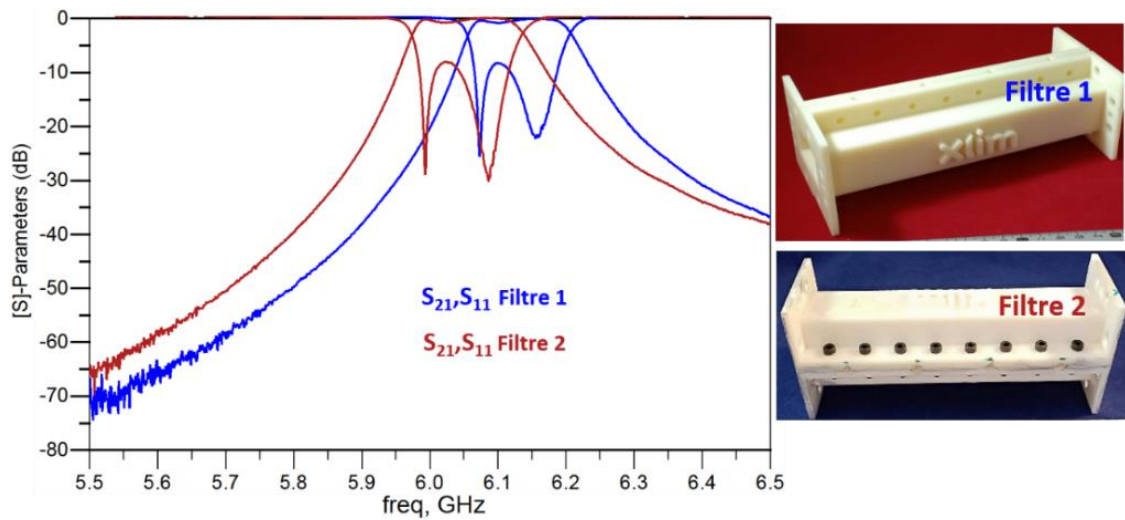


Figure 47: Fabrication additive en polymère des deux filtres & Comparaison en paramètres [S] des deux filtres.

Ensuite, nous avons procédé au réglage de premier filtre (Figure 48) comme décrit dans la partie précédente. La Figure 48 rappelle les résultats de mesure avant et après le réglage post-fabrication. Nous rappelons qu'une seule itération de 7 min a suffi pour régler ce filtre (Temps d'apprentissages + temps de réglage).

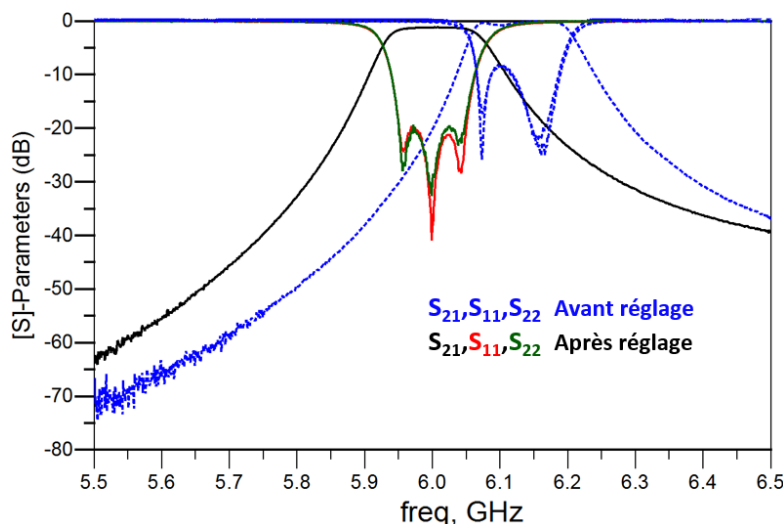


Figure 48: Résultats de réglage du filtre1.

Nous avons alors placé automatiquement les vis de réglage dans le filtre 2 de manière à ce que sa réponse mesurée en paramètres [S] soit dans la même plage fréquentielle que la réponse initiale de filtre 1, puis nous avons extrait la matrice de couplage associée à la réponse initiale de filtre 2 et intégré les sensibilités des vis de réglage

calculées dans le filtre 1.

$$m_{ij} = m_{ij-P.initial_F[2]} + \sum_{i=1}^n (\text{Sensibilité_F[1]}) V_i \quad (27)$$

Enfin, nous avons optimisé les profondeurs des vis du filtre 2, de sorte à remettre sa réponse dans le gabarit prévu. Après avoir tourné les vis aux postions optimisées, une mesure finale a été effectuée. Les résultats de mesure sont illustrés dans la Figure 49. Nous vérifions que les résultats de mesure correspondent bien dans ce cas aux spécifications du cahier de charge. Il est important de mentionner que les positions optimales des vis sont obtenues après une seule itération. Le réglage du filtre 2 est effectué en 3 min, nous avons donc bien pu économiser sur le temps d'apprentissage dans la procédure appliquée à ce filtre.

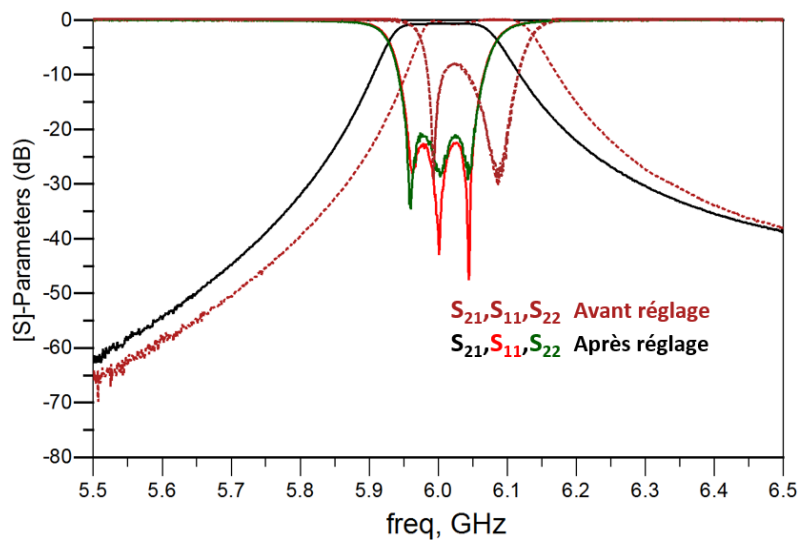


Figure 49: Résultats de réglage de filtre 2.

Le tableau 4 répertorie pour chaque filtre (filtre1 et filtre2), les coefficients de couplage extraits au fur et à mesure de la procédure de réglage post-fabrication automatique.

		Filtre1		Filtre2	
m_{ij}	m_{ij} idéaux	Etat initial	Itération 1	Etat initial	Itération1
m_{s1}	1.0825	1.018	1.0695	1.0388	1.0799
m_{12}	1.0303	1.0035	1.0260	1.0738	1.0226
m_{23}	1.0303	-0.9997	1.0251	1.0625	1.0231
m_{3L}	1.0825	1.017	1.0701	1.0395	1.0811
m_{11}	0	-2.6367	0.0045	-1.2115	0.0015
m_{22}	0	-2.4617	0.0790	-0.9316	0.0210
m_{33}	0	-2.8059	-0.0027	-1.1879	-0.0350

Tableau 4 : évolution des coefficients de couplage durant la procédure de réglage.

Ces couplages confirment que, bien qu'ils aient été produits par la même imprimante 3D (en utilisant la technologie FDM) les tolérances de fabrications ne sont pas identiques et leur impact sur les performances sont différents selon le filtre. En effet, les décalages fréquentiels ($m_{ij(i=j)}$) associés aux résonateurs de filtre1 sont plus grands que ceux du filtre2. De plus, les couplages inter-résonateurs du le filtre1 sont nettement plus impactés par les imperfections de fabrication que ceux du filtre2.

Cependant, la procédure appliquée, réutilisant les sensibilités du filtre 1 pour régler le filtre 2, s'avère robuste et nous remarquons qu'au final les coefficients de couplage issus de l'extraction pour les 2 filtres réglés et ceux de la matrice idéale sont proches.

II.13. Conclusion

Au cours des travaux réalisés dans cette première tâche, nous avons implanté un banc de réglage post-fabrication automatique pour régler les filtres à cavités, et compenser les tolérances et les imperfections de fabrication. La procédure de réglage est basée sur l'optimisation d'un modèle équivalent du filtre. Ce modèle équivalent est créé à partir d'une matrice de couplage paramétrée. Chaque coefficient de cette matrice est

exprimé en fonction de l'ensemble des positions des vis de réglage. Afin d'obtenir les spécifications requises du filtre, les profondeurs optimales des vis sont déterminées à partir d'une optimisation rapide d'un modèle équivalent dans l'environnement de simulation du circuit ADS.

Ce banc a ensuite été testé avec succès sur un filtre Tchebychev 3-pôles. La procédure a ensuite été étendue au réglage d'un second filtre de même nature, en réutilisant les sensibilités des vis de réglage calculées pour le filtre précédent, dans l'objectif d'éviter une nouvelle procédure d'apprentissage.

Dans la suite de ce travail, nous allons illustrer la généralité de la méthode de réglage automatique à travers le réglage de structures de filtrage comprenant plus de résonateurs et des couplages de nature différentes. Nous allons ainsi éprouver cette méthodologie sur une large variété de cas, et nous démarquer des autres communications sur le sujet. En effet, ces dernières se limitent généralement à des démonstrations sur une faible diversité de topologies canoniques.

Chapitre III. Réglage post-fabrication automatiques des filtres hyperfréquences volumiques

III.1. Introduction

Avec l'essor des modes de communication internet point à point, les systèmes de communication cellulaires par satellite ou au sol nécessitent des canaux de transmission de plus en plus nombreux. Les architectures de charges utiles intègrent ainsi des filtres dont la présence est indispensable pour protéger l'information communiquée contre les interférences en fréquences dynamiquement variables dans le temps, mais également afin d'exclure les harmoniques indésirables issues des dispositifs non-linéaires (amplificateurs de puissance) constituant leurs chaînes RF. Les sélectivités exigées en bord de bande passante sont souvent très importantes, pour augmenter l'utilisation du spectre en réduisant les bandes de garde, que la bande passante du filtre soit large ou étroite. De nombreux zéros de transmission sont alors nécessaires dans la réponse fréquentielle du filtre. Une faible ondulation est à assurer dans la bande passante pour minimiser la distorsion du signal. Le temps de propagation de groupe doit également être contrôlé dans la bande utile. Cependant, ces objectifs, augmentation de la sélectivité de filtre par l'introduction des zéros de transmission autour de la bande passante, platitude du signal dans la bande utile (les pertes d'insertion augmentent en bordure de bande avec la sélectivité, pour un facteur de qualité donné), platitude du temps de propagation de groupe (qui diminue également avec la sélectivité), sont antagonistes, ce qui rend la mise en œuvre pratique des filtres plus complexe, et les rendent plus sensibles aux tolérances de fabrication. Une méthode efficace de réglage automatique est d'autant plus d'intérêt dans ce contexte.

Par ailleurs, en pratique, plus le nombre de résonateurs constituant le filtre est grand, plus la sélectivité produite par le filtre est élevée. Les pertes d'insertion dans la bande passante augmentent également avec ce nombre de résonateurs. Or l'efficacité des méthodes d'optimisation est limitée par la présence de fortes pertes (dégradation du facteur de qualité ou augmentation du nombre de résonateurs). Les méthodes de synthèse sont en effet le plus souvent développées sur des dispositifs considérés sans pertes, ses pertes sont introduites a posteriori dans une phase d'analyse visant à mesurer leur impact. De fortes pertes amortissent par ailleurs les résonances des filtres, et rendent plus difficiles l'identification des pôles et zéros. Le réglage devient

alors difficile et nécessite plusieurs itérations pour converger vers la réponse attendue. Le besoin de réglage post-fabrication automatique est ainsi renforcé dans ces configurations.

Nous allons ainsi commencer ce chapitre en présentant l'intérêt du réglage post-fabrication automatique sans prendre en considération les pertes du filtre (les pertes du filtre réel sont virtuellement effacées). En effet, les algorithmes ne sont alors plus gênés par ces pertes qui déforment les réponses et diminuent la qualité des optimisations réalisées. Puis, nous présenterons les résultats de réglage d'un filtre elliptique 4-pôles bimodal en partant de deux états initiaux différents du filtre (état initial légèrement et fortement dérégulé afin de démontrer d'une part la possibilité de réutiliser le modèle équivalent créé en passant d'une itération d'optimisation à une autre, et d'intégrer d'autre part une forme d'intelligence artificielle pour atteindre des temps de réglage très réduits. A la suite, nous exposerons les résultats de réglage automatique de deux filtres coaxiaux Combline avec une topologie repliée, dans une technologie différente donc, pour tester la versatilité de notre méthode.

Plusieurs topologies de couplage (canoniques et non-canoniques) permettent de générer des zéros de transmission et ainsi de renforcer la sélectivité d'un filtre. Comme l'approche d'extraction de la matrice de couplage ne traite pas les topologies de couplage (canoniques et non-canoniques) avec plusieurs approximations rationnelles possibles, nous nous sommes focalisés dans ce travail sur le réglage de filtres volumiques synthétisés sur la base de topologies repliées canoniques, sans couplage croisé. Un nombre faible de zéros de transmission peut alors être obtenu, et l'encombrement du filtre est relativement important.

III.2. Filtre elliptique 4-pôles bimodal

La vue d'ensemble du filtre conçu est représentée figure (50). Le filtre est constitué de deux cavités à mode dual (TE₁₁₁) en bande C couplées entre elles par des iris inductifs fixes (non réglables). Le couplage aux accès, de nature magnétique, est également non accordable. Douze vis de réglage permettent d'ajuster les autres paramètres du filtre. Pour chaque cavité, quatre vis de réglage sont placées à 90° l'une de l'autre, dans des plans parallèles aux arêtes des iris, pour ajuster les fréquences de chaque polarisation résonante. Deux autres vis, décalées de 45° par rapport aux iris d'accès et aux plans des vis précédentes sont affectées au réglage des couplages

inter-modes duaux. Le filtre a été fabriqué en cinq pièces à l'aide d'une imprimante 3D utilisant la technologie PolyJet de la marque Stratasys (jet d'encre polymère) qui permet une précision atteignant $\pm 0,07$ mm. Trois couches de laque argent ont été appliquées sur le polymère pour garantir une conductivité suffisante ($\sigma = 1$ S/ μ m) pour cette preuve de concept. Les différentes pièces ont été reliées par des tiges d'alignement et des vis après leur métallisation. Ce filtre est très sensible au contact mécanique inter-cavités en raison de la distribution électromagnétique du mode dual TE111 qui le constitue. Le filtre conçu se caractérise par une fréquence centrale de 6 GHz, une bande passante relative de 0,7%, et une topologie de couplage contenant un quadruplet permettant d'obtenir 2 zéros symétriques autour de la bande passante de filtre.

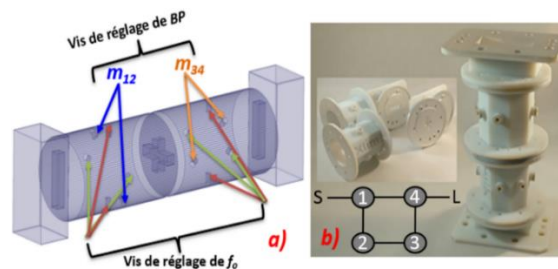


Figure 50: CAO du filtre et des vis de réglage, b) filtre elliptique 4-pôle après la fabrication additive polymère.

La Figure (51) montre le banc de réglage automatique associé à ce filtre. Les moteurs pas à pas se déplacent de manière guidée grâce à un système de tranchées guidantes usinées dans un support PVC. Pour chaque polarisation résonante, 2 vis sont utilisées pour régler la fréquence. Pour chaque couplage inter-modes duaux (cavité haute et basse) et pour chaque résonance, nous avons utilisé 2 vis à mouvement synchrone en raison de la symétrie des zéros de transmission dans la réponse fréquentielle de filtre. Nous faisons donc pour chaque itération une série de mesures et d'extraction de 13 échantillons de réglage.

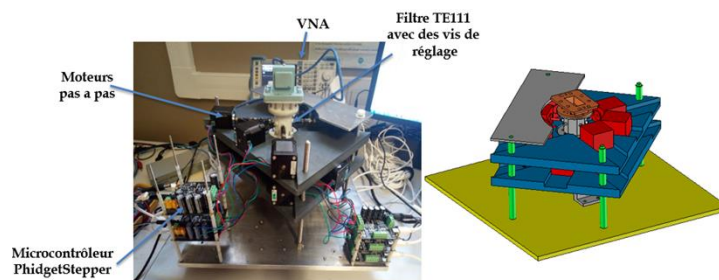


Figure 51: Banc de réglage automatique.

Nous allons montrer que même si certaines parties du filtre sont fixes, nous disposons dans ce cas d'un nombre de degrés de liberté suffisant pour tendre à l'objectif, en réglant l'ensemble des coefficients de couplage : les couplages d'entrée-sortie, inter-cavités, sont affectés par le positionnement des vis de réglage, les abaques de la figure (52) montrent les sensibilités des coefficients de couplage par rapport à l'enfoncement des vis de réglage. Nous pouvons relever de ces abaques les remarques suivantes :

- L'enfoncement synchrone des vis 1 et 2 impacte sensiblement le couplage m_{22} et légèrement les couplages m_{s1} et m_{12} .
- La variation de la profondeur des vis 3 et 4 impacte sensiblement le couplage m_{11} et faiblement le couplage m_{41} .
- la profondeur des vis 5 et 6 ajuste sensiblement le couplage inter-mode dual m_{12} et faiblement les décalages fréquentiels m_{11} et m_{22} .
- L'enfoncement synchrone des vis 7 et 8 permet de régler sensiblement le couplage m_{44} et légèrement le couplage m_{41} et m_{4L} .
- La variation de la profondeur des vis 9 et 10 impacte sensiblement le couplage inter-mode dual m_{34} et faiblement les décalages fréquentiels m_{33} et m_{44} .

- la profondeur des vis 11 et 12 ajuste fortement le couplage m_{33} et faiblement les couplages m_{23} et m_{34} .

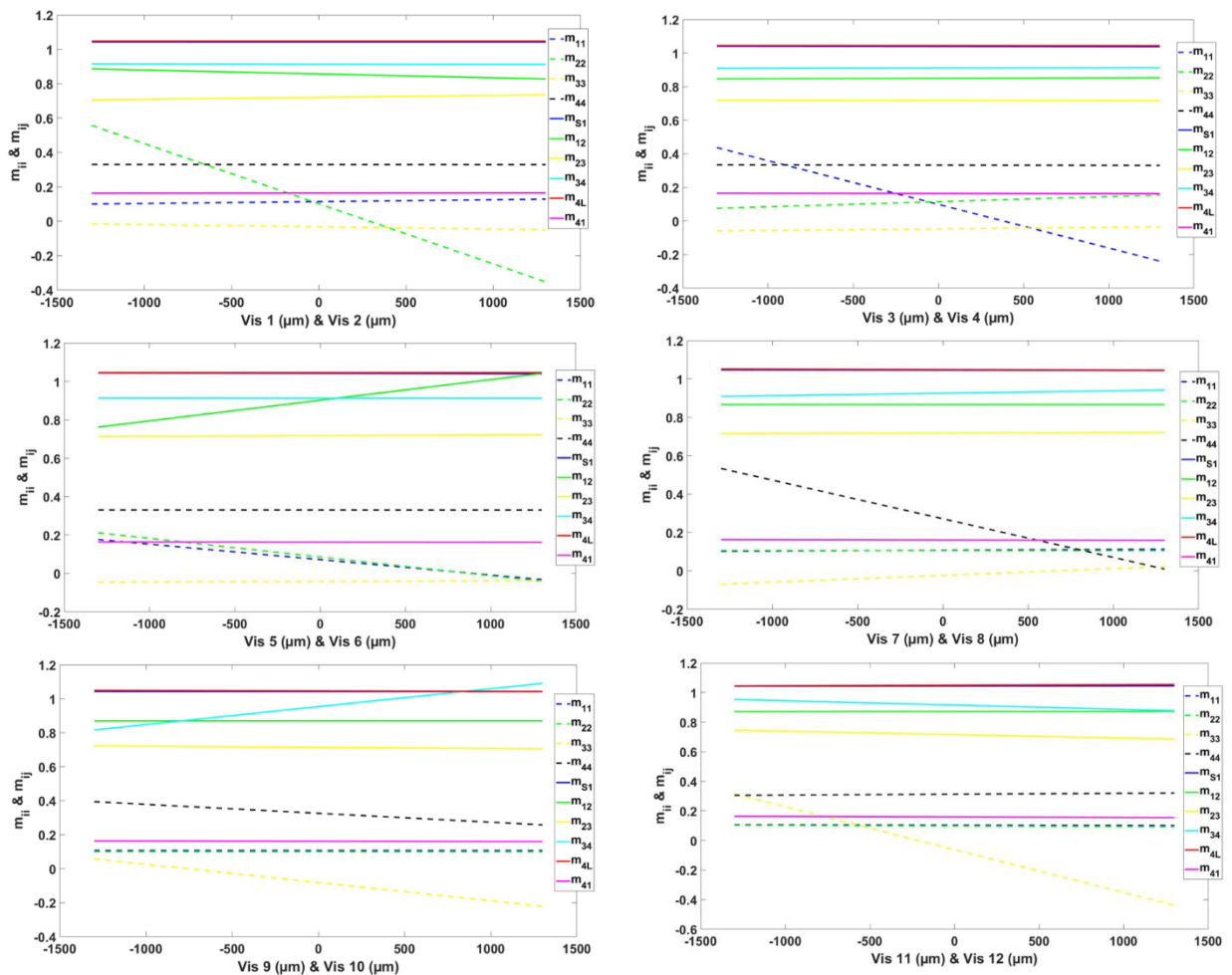


Figure 52: Variation des coefficients de couplage en fonction de la profondeur des vis.

III.3. Comparaison entre le réglage avec et sans pertes de filtre elliptique

La figure (53) montre l'intérêt pratique du réglage sans pertes, en fournissant une comparaison entre les résultats de réglage avec et sans pertes.

La figure montre (53, a) montre la réponse initiale mesurée et la réponse issue du modèle équivalent avec pertes, tandis que la figure (53, b) illustre la même réponse initiale mesurée et celle issue de son modèle équivalent sans pertes. Il faut signaler que l'état initial de filtre est d'autant plus proche en fréquence centrale qu'en adaptation de la réponse attendue, il présente un faible décalage de 10 MHz en f_0 et un écart de 10 dB en adaptation par rapport aux spécifications requises. Nous avons effectué de

cet état initial une itération de réglage en utilisant un modèle équivalent avec pertes et sans pertes.

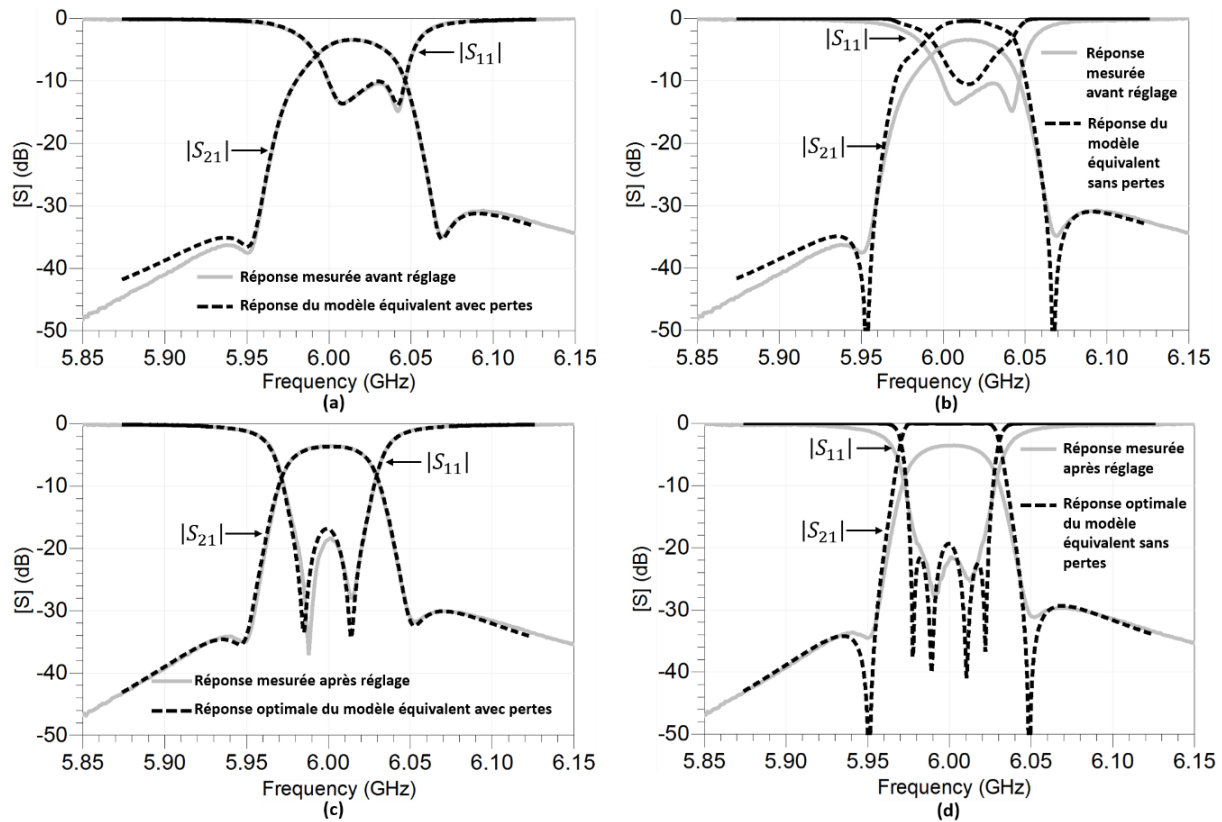


Figure 53: Comparaison entre les résultats de réglage d'un modèle équivalent avec et sans pertes.

A titre de rappel, lors de l'extraction des matrices de couplage de filtre, nous obtenons pour chaque vis de réglage les coefficients de couplage m_{ij} et les pertes r_{ij} associées à chaque résonateur et à chaque coefficient de couplage. L'un des avantages les plus importants de la méthode de réglage est qu'elle repose sur l'utilisation d'un modèle électrique équivalent. Dans ce dernier, il est possible d'enlever les pertes de chaque résonateur et d'effectuer ainsi une optimisation de la position des vis avec un modèle avec ou sans pertes. En règle générale, et en particulier lorsque les zéros de transmission mesurés sont faiblement visibles, le réglage sur le modèle électrique sans pertes permet d'améliorer le respect de gabarit de filtre et de réduire le nombre d'itérations globales de réglage du filtre. Les résultats de l'optimisation avec pertes sont montrés dans la Figure (53, a) et (53, c), ceux de l'optimisation sans pertes sont montrés dans la Figure (53, b) et (53, d). En tenant compte des pertes, l'expérience montre que, dans le cas d'une optimisation du modèle équivalent, le filtre n'atteint pas un comportement optimal en une seule itération. Par conséquent, une création d'un

nouveau modèle pour une deuxième itération est nécessaire. Cela peut prendre jusqu'à 7 min, augmentant de cette manière la durée totale de réglage automatique.

Par contre, dans le cas de l'optimisation du modèle équivalent sans tenir compte des pertes, on obtient en une seule itération des performances du filtre proches de celles souhaitées (en considérant qu'une partie des couplages sont non réglables). Quant aux pôles et les zéros de transmission, ils sont plus visibles sur la réponse optimisée d'un modèle sans pertes que sur celle d'un modèle avec pertes.

Le tableau 5 résume les résultats de comparaison entre le réglage post-fabrication avec et sans pertes :

Réglage post-fabrication	RL (dB)	f_0 (GHz)	BP (MHz)	P_{ins} (dB)	Temps de réglage
Avec pertes	17.9	6.001	42	3.56	7 min
Sans pertes	20.2	6	40	3.55	7 min
Gabarit de filtre	20.5	6	40	--	--

Tableau 5: Comparaison qualitatif des données de mesures.

Dans le cas d'un réglage sans pertes, l'adaptation de filtre est améliorée de 2 dB par rapport au réglage avec pertes. Le respect de la bande passante est légèrement amélioré avec un réglage sur la base du modèle électrique sans pertes, les niveaux des pertes d'insertion obtenus sont eux comparables.

Le tableau 6 montre la partie réelle des coefficients de couplage extraits après les deux types de réglage avec et sans pertes. Nous notons une faible amélioration, de valeur moyenne de 0.015, peut être apportée sur les couplages associés à chaque résonateur avec l'utilisation d'un modèle sans pertes, Par ailleurs, quel que soit le modèle utilisé, des couplages parasites sont présents dans le filtre, de valeur moyenne de ± 0.0055 , impactant sa réponse, ce qui justifie cependant l'utilisation de cette méthode modélisant l'impact des éléments de réglage sur ces couplages non souhaités

Re (m_{ij})	État initial	Modèle avec pertes	Modèle sans pertes
m_{11}	0.1449	0.1685	0.1601
m_{22}	0.2111	0.2841	0.2731
m_{33}	0.3050	0.2979	0.2806
m_{44}	0.2061	0.2167	0.2081
m_{s1}	0.0053	0.0051	0.0051
m_{12}	0.0042	0.0125	0.0124
m_{14}	0.0002	0.0065	0.0071
m_{23}	0.0146	0.0005	0.0003
m_{34}	0.0075	0.0176	0.0171
m_{4L}	0.0058	0.0057	0.0053

Tableau 6: la partie réelle des coefficients de couplage extraits après les deux types de réglage avec et sans pertes.

Compte tenu des tolérances d'assemblage des différentes pièces plastiques et des pertes d'insertion causées par les vis de réglage métalliques, nous associons principalement la difficulté de visualiser tous les pôles sur les courbes de réponse à la faible conductivité de la peinture argentée utilisée dans ce travail.

Il est important de mentionner que le filtre est remis dans son gabarit en une seule itération. Cela correspond à une durée de 7 min (2 min d'apprentissage, 4 min d'extraction des matrices de couplage, 1 min d'optimisation). En intégrant les constats établis dans cette partie, nous utiliserons des modèles équivalents sans pertes dans les tests de réglage ultérieurs.

III.4. Réglage post-fabrication automatique sans pertes de filtre elliptique 4-pôles

L'approche de réglage sans pertes est appliquée dans cette partie sur le filtre à mode dual en partant de deux états initiaux différents du filtre. Concernant le premier test, le filtre était légèrement dérégulé (l'état initial du filtre présente un décalage supérieure à la moitié de la bande passante du filtre 20 MHz) et pour le second test, le filtre était fortement dérégulé (l'état initial du filtre présente un décalage supérieur à la moitié de la bande passante du filtre 20 MHz et les couplages inter-résonateurs sont fortement désaccordés).

III.4.1. Résultats de réglage sans pertes dans le cas où le filtre est légèrement dérégulé

La figure (54) présente les paramètres $[S]$ mesurés du modèle physique du filtre et ceux de son modèle équivalent sans pertes avant la phase de réglage post-fabrication.

Comme on peut le remarquer sur cette figure, la réponse initiale mesurée est décalée de plus de la moitié (27 MHz) de la bande passante de filtre et présente également un décalage de 9 dB en termes d'adaptation. Cela se traduit dans la matrice de couplage par un léger écart entre les coefficients de couplage idéaux (théoriques) et ceux extraits. Le tableau 8 en rend compte.

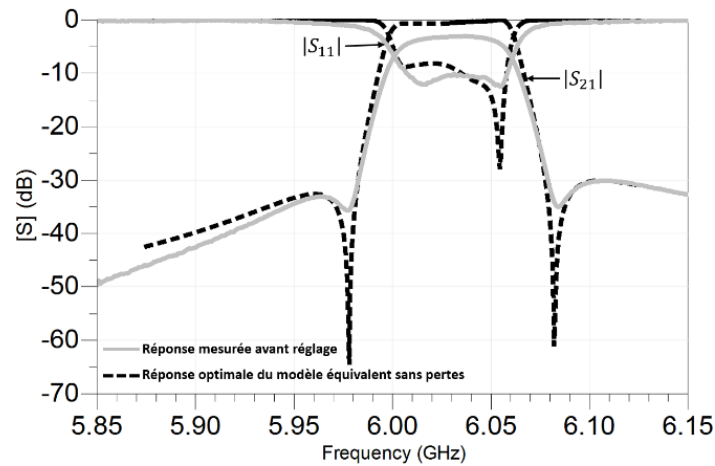


Figure 54: Les paramètres [S] mesurés de filtre et ceux de son modèle équivalent sans pertes avant réglage.

Après avoir appliqué le processus de réglage et créé le modèle équivalent paramétré, nous avons pu remettre très précisément le filtre dans le cahier des charges ciblé en deux itérations, ce qui correspond à un temps d'optimisation de 14 min. Les résultats de mesure après les deux itérations de réglage post-fabrication sont illustrés respectivement dans la figure (55, (a)) et la figure (55, (b)). Les résultats de mesure après la deuxième itération révèlent une bonne correspondance entre les paramètres [S] issus du modèle équivalent sans pertes et ceux mesurés après le réglage post-fabrication. Une rectification de 27 MHz sur la fréquence centrale et une amélioration de 6 dB d'adaptation ont été obtenues lors de la première itération, tandis que 4 dB de mieux ont été apportés durant la deuxième itération sur la réponse mesurée de filtre.

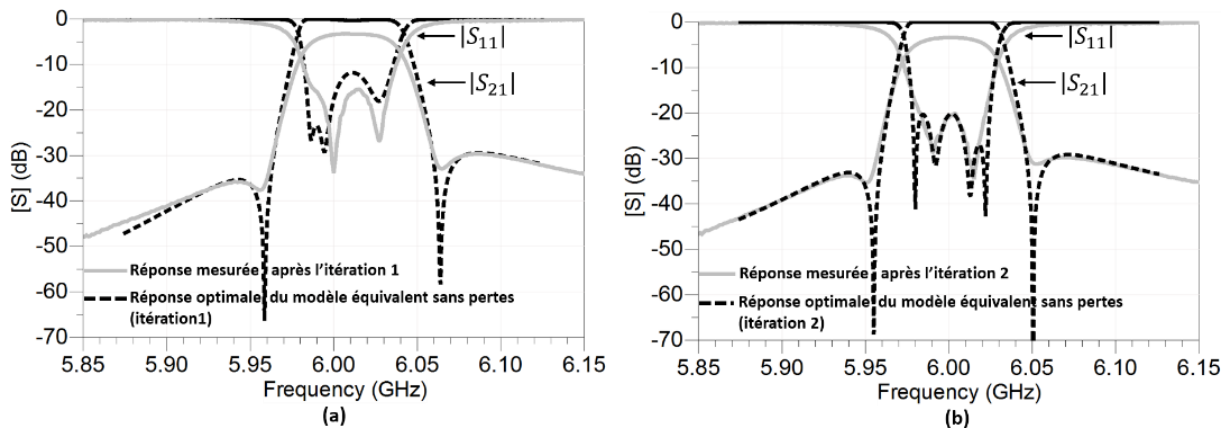


Figure 55: Résultats de mesure après réglage, (a) itération 1, (b) itération 2.

Les matrices de couplage extraites lors des deux étapes de réglage sont données dans le Tableau 7. Les coefficients de couplage extraits à l'état initial sont légèrement décalés par rapport à ceux idéaux. Avant réglage, une différence de 0,17 est observée entre les couplages inter-résonateurs extraits et ceux idéaux. Le décalage fréquentiel est lui plus important. Le décalage des coefficients de la matrice le caractérisant est de 1.42. Une fois la méthode de réglage achevée, nous avons centré le filtre autour de sa fréquence centrale avec un niveau d'adaptation de 20 dB dans sa bande passante. Les coefficients de couplage extraits à la deuxième itération sont proches de ceux idéaux. A cette étape, la différence maximale entre les coefficients de couplage idéaux et les coefficients de couplage inter-résonateurs est estimée à 0,093, tandis que la différence entre coefficients caractérisant le décalage fréquentiel est de l'ordre de 0.098. Nous vérifions ainsi bien ce que nous avons avancé dans l'introduction de ce chapitre. En théorie, chaque vis est principalement affectée au réglage d'un des éléments de la matrice de couplage. En réalité, nous modélisons l'impact du positionnement de chaque vis sur l'ensemble des éléments de la matrice, et la procédure d'optimisation détecte donc des combinaisons de positions permettant le réglage du filtre : dans le tableau 8, tous les éléments de la matrice de couplage tendent bien vers l'objectif fixé, alors que les coefficients m_{s1} , m_{4l} , m_{14} et m_{23} ne sont pas associés directement à une vis de réglage.

État initial de filtre est légèrement dérégulé				
m_{ij}	idéal	État initial	itération 1	itération 2
m_{11}	0	-1.3729	-0.9154	-0.03079
m_{22}	0	-1.1806	-0.6682	-0.0122
m_{33}	0	-1.4268	-0.4809	-0.00638
m_{44}	0	-1.0119	-0.5753	-0.00756
m_{s1}	1.0252	1.1640	1.1179	1.0557
m_{12}	0.8778	1.1698	1.1253	0.9115
m_{14}	-0.1441	-0.2050	-0.1895	-0.1605
m_{23}	0.7571	0.9089	0.8716	0.8502
m_{34}	0.8778	1.0538	1.0324	0.9346
m_{4L}	1.0252	1.1570	1.1134	1.0498

Tableau 7: Les matrices de couplage extraites lors des deux itérations de réglage.

La figure (56) rapporte respectivement l'évolution du taux d'erreur des coefficients de couplage et le décalage fréquentiel au fur et mesure de la procédure de réglage post-fabrication. On définit le taux d'erreur comme étant la différence entre chaque coefficient de couplage après et avant réglage, divisée par sa valeur initiale.

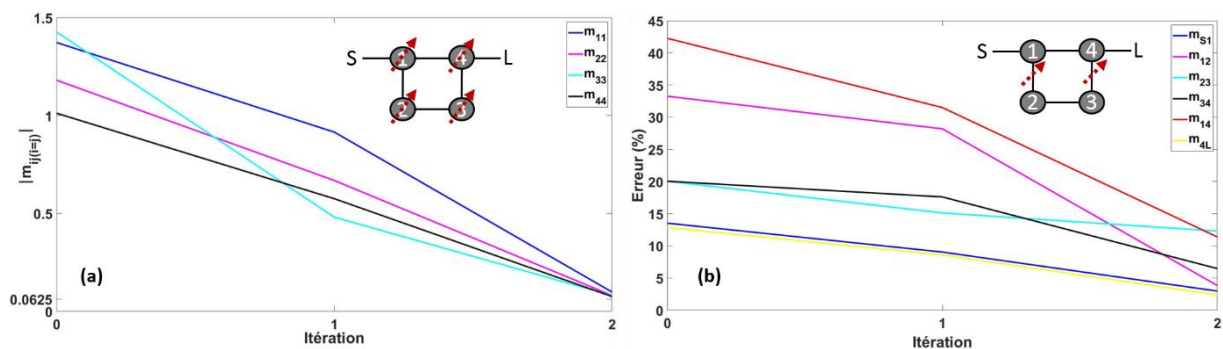


Figure 56: (a) Décalages fréquentiels associés aux résonateurs, (b) le taux d'erreur des coefficients de couplage.

Le taux d'erreur initial avant réglage (itération 0) est relativement faible (erreur < 45 %). Cela s'explique par un léger décalage entre la réponse fréquentielle de filtre avant réglage et celle correspondant aux spécifications requises. Ce faisant, l'erreur associée aux coefficients de couplage réglables (m_{12} , m_{34}) et les couplages aux accès réputés non réglables (m_{s1} , m_{4L}) est quasiment nulle après réglage. Elle présente respectivement une valeur inférieure de 7 % et de 4 %. De même, les coefficients de couplage diagonaux sont proches de ceux idéaux. Comme le montre la figure (56, a), un écart de 0.098 est observable. Néanmoins, l'erreur associée aux coefficients de couplage inter-résonateur réputés non-réglables (m_{23} , m_{14}) reste relativement élevée

après l'optimisation du modèle électrique sans pertes. Elle présente une valeur de l'ordre de 13 %.

Même si les valeurs du taux d'erreur et de décalage fréquentiel sont limitées par la procédure de réglage, nous ne faisons pas apparaître les quatre pôles de filtre. La faible conductivité de la peinture argentée utilisée dans ce travail et les tolérances de fabrication et d'assemblage des différentes pièces en sont la principale raison.

III.4.2. Résultats de réglage sans perte dans le cas où le filtre est fortement dérégulé

La figure (57) illustre l'évolution du processus de réglage post-fabrication automatique. Nous remarquons sur la figure que la réponse issue de la matrice de couplage extraite est parfaitement adéquate à celle mesurée avant réglage, montrant non seulement une excellente précision de l'approche d'extraction, mais également qu'aucun pré-réglage initial n'est nécessaire pour la méthode d'optimisation.

Les positions initiales des vis de réglage ont été choisies aléatoirement, et pour chaque itération, deux variations de valeur $\pm 1500\mu\text{m}$ par vis ont été effectuées pour la phase d'apprentissage. Une série de 24 échantillons de mesure des paramètres [S] et extraction des matrices de couplage a été établie. Il est important de rappeler que les couplages aux accès et les couplages inter-résonateurs (m_{14} , m_{23}) ne sont pas réglables.

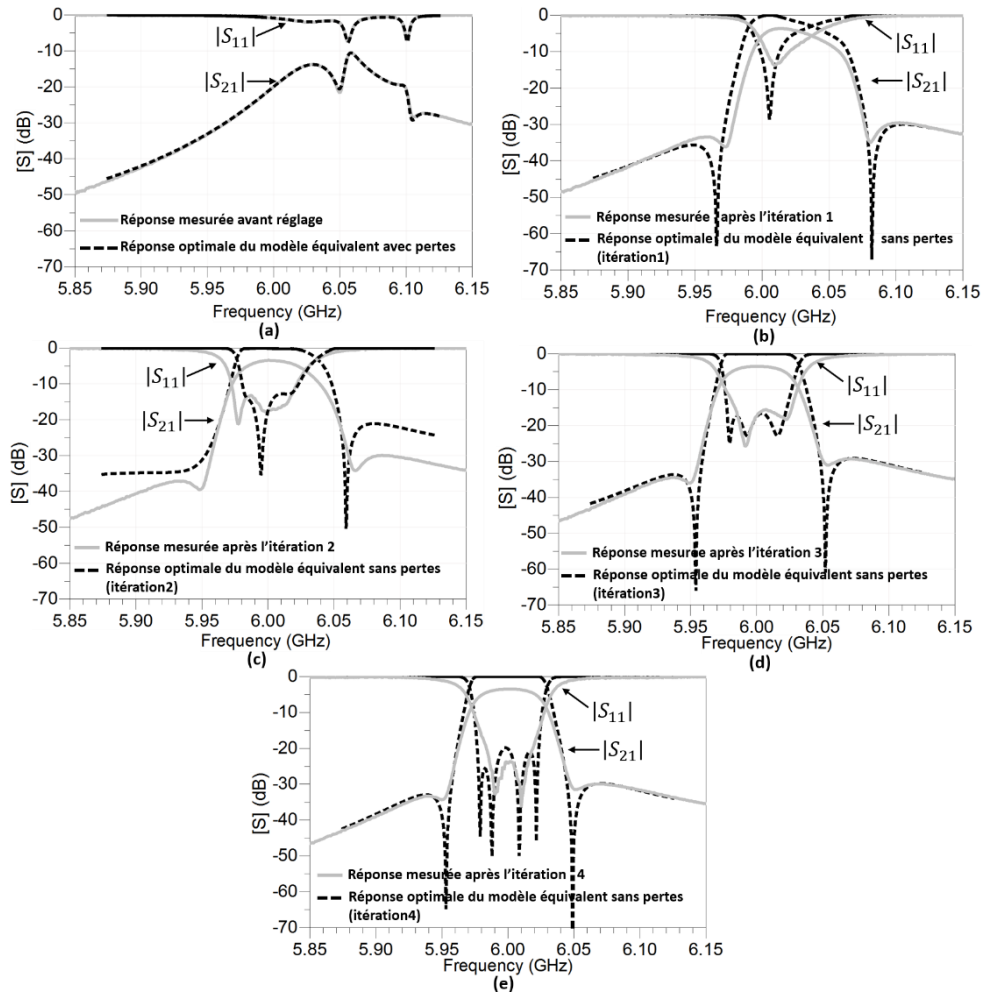


Figure 57: Evolution de la procédure de réglage, (a) état initial avant réglage, (b) itération 1, (c) itération 2, (d) itération 3, (e) itération 4.

La forme de la réponse initiale mesurée est fortement dérégulée. Cela se traduit par des décalages importants entre les coefficients de couplage extraits et ceux idéaux (Tableau 8). Plus concrètement, le deuxième et le troisième résonateur présentent un décalage élevé vers les hautes fréquences, leurs coefficients de couplage révèlent une différence de 4 par rapport à ceux idéaux. De même, les couplages inter-mode duaux (m_{12} , m_{34}) sont écartés de ceux idéaux d'une valeur de 0.5. Les coefficients de couplage aux accès présentent un grand écart de 0,4 par rapport à ceux de la matrice idéale.

Après l'application de la procédure de réglage, nous vérifions, au fur et à mesure des quatre itérations, que la fréquence centrale du filtre se décale vers les fréquences plus basses, ce qui s'explique par un affaiblissement relatif des coefficients de couplage diagonaux. La différence maximale à l'itération 4 de ces derniers par rapport à ceux

idéaux est de l'ordre de 0.008. On constate aussi que les zéros de transmission apparaissent après l'itération 1 et changent de position en fréquence durant le reste des trois itérations. Ceci se traduit par un calage du couplage m_{14} . L'adaptation dans la bande passante du filtre évolue également positivement d'une itération à l'autre. Cette amélioration s'explique par le calage de l'ensemble des couplages inter-résonateurs et ceux aux accès. La différence maximale à l'itération 4 de ces derniers par rapport à ceux idéaux est de l'ordre de 0.05. Les paramètres S mesurés à l'itération 4 sont quasi-identiques à ceux du modèle optimal.

Le filtre est ainsi ajusté en 4 itérations, ce qui correspond à une durée de 28 min.

État initial de filtre est fortement dérégulé						
m_{ij}	Idéal	État initial	Itération 1	Itération 2	Itération 3	Itération 4
m_{11}	0	-1.4807	-1.1087	-1.0924	-0.3386	0.0084
m_{22}	0	-4.1001	-1.6983	-0.7383	-0.1065	-0.0018
m_{33}	0	-3.202	-0.7128	-0.2306	-0.1017	-0.0084
m_{44}	0	-1.8825	-1.2941	-0.1524	-0.0060	-0.0059
m_{s1}	1.0252	1.1742	1.1564	1.1450	1.1270	1.0530
m_{12}	0.8778	1.7522	1.5533	1.3348	1.1031	0.9506
m_{14}	-0.1441	-0.2115	0.2063	0.2053	0.1859	0.1845
m_{23}	0.7571	0.9505	0.8707	0.8474	0.8086	0.7730
m_{34}	0.8778	1.1543	1.0721	1.0212	1.0123	0.9156
m_{4L}	1.0252	1.2044	1.1784	1.1395	1.1274	1.0570

Tableau 8: Les matrices de couplage extraites lors des quatre itérations de réglage.

Les Figures (58, a) et (58, b) rapportent respectivement l'évolution du taux d'erreur des coefficients de couplage et le décalage fréquentiel au fur et mesure de la procédure de réglage post-fabrication.

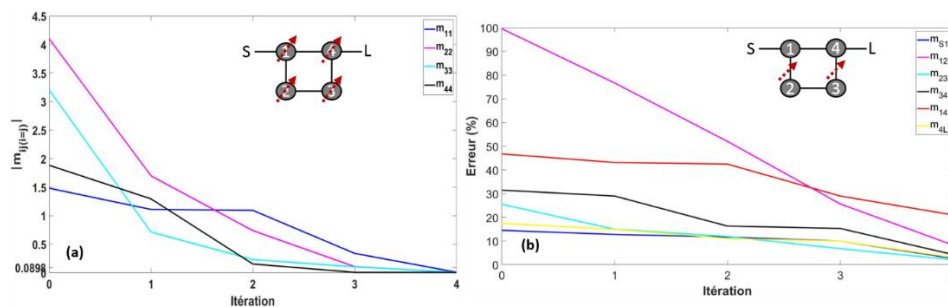


Figure 58: (a) Décalage fréquentiel associés aux résonateurs, (b) le taux d'erreur des coefficients de couplages.

Compte tenu du fait que la matrice initiale est fortement décalée par rapport à la matrice de couplage idéale, le taux d'erreur initial présente une valeur supérieure à 50%. Ces résultats révèlent une bonne minimisation du taux de variation des

coefficients de couplage durant la procédure de réglage. L'erreur est quasiment nulle à la fin d'optimisation, ce qui traduit un assez bon accord entre la réponse mesurée en [S] et les spécifications souhaitées.

À partir de ces tests de réglage post-fabrication automatique dans laquelle la réponse initiale du filtre est choisie aléatoirement, nous concluons que le temps de réglage et le nombre d'itérations augmentent logiquement proportionnellement à l'état de dérèglement du filtre. Dans le cas où la réponse initiale du filtre présente un décalage fréquentiel inférieur à la moitié de la bande passante du filtre et/ ou que les coefficients de couplage inter-résonateurs sont légèrement désaccordés, la procédure de réglage converge vers la solution optimale en une seule itération. Cependant, si l'état initial du filtre présente un décalage supérieur à la moitié de la bande passante du filtre et/ou que les coefficients de couplage inter-résonateurs sont fortement désaccordés, les positions optimales des vis de réglage peuvent être trouvées en 4 itérations maximum.

III.5. Réglage post-fabrication automatique sans pertes d'un filtre coaxial

Dans l'objectif de tester la capacité de la méthode de réglage à adresser diverses technologies de filtres, nous avons décidé avec notre partenaire Inoveos de concevoir une fonction de filtre combine 8-pôles de topologie repliée, couramment utilisée dans les stations de base sans fil. Cette fonction a les spécifications suivantes : une fréquence centrale f_0 de 1 GHz, une bande passante équiondulation de 20 MHz, et une réjection hors-bande de 35 dB. Cette démarche a pour autre objectif de montrer que le nombre d'itérations de réglage reste faible dans des configurations dans lesquelles la sélectivité de filtre est importante et pour l'intégration de plusieurs paramètres de réglage.

La figure (59) ci-dessous illustre la structure physique du filtre développé et conçu par la société Inoveos. Le filtre se compose principalement de huit cavités parallélépipédiques dans lesquelles un plot métallique est inséré au centre et court-circuité à une extrémité par le plan métallique inférieur. Pour chaque résonateur coaxial, une vis de réglage est associée afin d'ajuster la fréquence centrale de filtre. Concernant le couplage aux accès, nous avons utilisé une sonde coaxiale connectée directement au plot métallique. En effet, les symétries des champs EM dans la sonde coaxiale et dans le résonateur, pour le mode excité, sont compatibles. Le champ électrique du mode fondamental TE résonant dans la cavité coaxiale est fortement

concentré entre le plot central et les extrémités de cette cavité, par un effet capacitif qui permet de réduire la dimension du résonateur par rapport à une cavité vide. Le champ magnétique s'installe principalement dans la direction azimutale par rapport au plot métallique, son intensité augmente à proximité du court-circuit. Quant aux couplages inter-résonateurs adjacents, ils sont réalisés au moyen d'iris, et ils sont de nature magnétique du fait de leur positionnement et de la concentration du champ électrique dans les gaps. Le filtre est replié, un couplage entre les résonateurs 3 et 5 est ajouté aux couplages en ligne. Dans le but de corriger les valeurs des couplages en question, sept vis de réglage ont été employées, qui s'ajoutent aux 8 vis de synchronisation des résonateurs. Seuls les couplages aux accès ne sont pas directement accordés pour ce filtre.

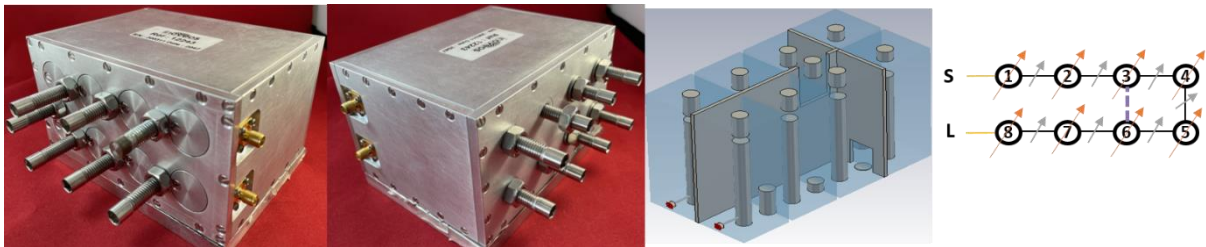


Figure 59: Modèle physique et EM de filtre, topologie de couplage repliée.

Le filtre a été réalisé par usinage traditionnel en six pièces, assemblées entre elles par des vis de 2 mm de diamètre, percées aux extrémités des parois latérales. De même, les plots capacitifs sont intégrés dans chaque cavité au moyen de vis de 4 mm de diamètre. Aucun placage ou traitement des surfaces de filtre réalisé en aluminium n'a été effectué.

La figure (60) représente le banc de réglage correspondant à ce filtre. Les couplages inter-résonateurs adjacents présentent des valeurs importantes par rapport au couplage replié entre le résonateur 3 et 6. Comme un seul joint de cardan occupe une largeur de 5 mm de chaque côté des vis, il n'est pas possible d'automatiser le réglage de la vis associée au couplage replié entre le troisième et le sixième résonateur, par de là, nous avons utilisé 15 vis de réglage au lieu de 16 vis. Les moteurs pas à pas sont attachés à des supports coulissants en aluminium, permettant de les placer aisément autour du filtre.

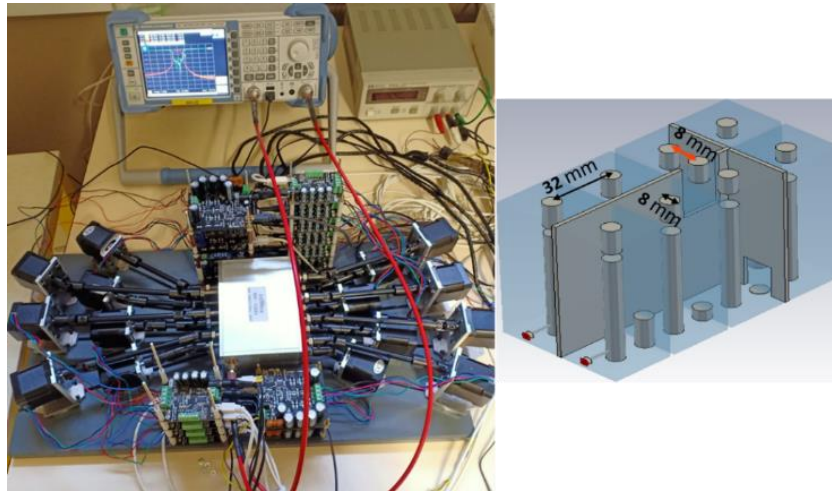


Figure 60: Banc de réglage automatique du filtre combine 8 pôles.

III.5.1. Etude sur la sensibilité des vis de réglage : de l'apprentissage aux profondeurs optimales des vis de réglage

Dans cette partie, nous allons présenter une étude sur la variation des coefficients de couplage en fonction de la profondeur d'enfoncement X des vis de réglage. Ceci permet de mieux comprendre l'impact des vis sur les paramètres caractéristiques du filtre. Pour cela, une première mesure de filtre a été effectuée avec des profondeurs initiales des vis choisies aléatoirement. La figure (61) donne respectivement les paramètres $[S]$ mesurés du dispositif et ceux issus de son modèle équivalent, et montre, dans le même temps, une parfaite conformité de la matrice de couplage extraite. Il est ici important de noter que la réponse fréquentielle du filtre présente dans cet état initial une fréquence centrale de 1.08 GHz, soit un décalage de 8 MHz par rapport à celle souhaitée ($f_0 = 1$ GHz), une adaptation inférieure à 8 dB et une bande passante à équiondulation de 17.5 MHz, soit respectivement un décalage de 17 dB pour une adaptation de 25 dB et 3.5 MHz pour la bande passante désirée de 20 MHz. Les pertes d'insertion et la réjection hors bande, elles, sont respectivement de l'ordre de 5.12 dB et 32 dB. Dans l'ensemble, ces performances ne sont pas conformes aux spécifications requises. Les pôles du filtre ne sont pas tous identifiables. Les zéros apparaissent en bordure de bande.

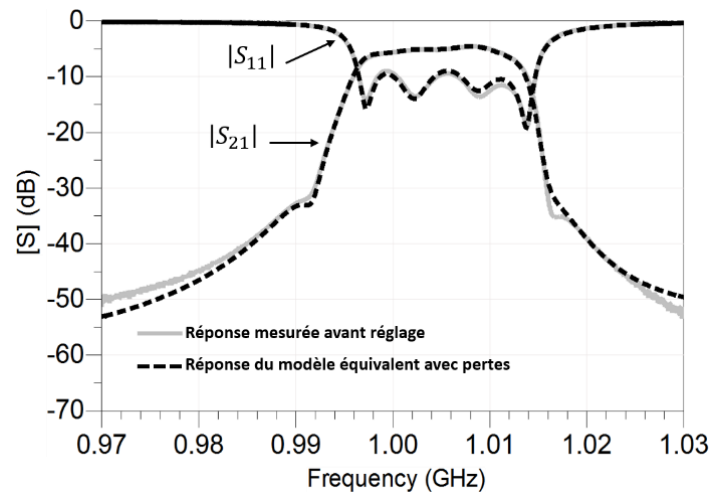


Figure 61: Réponse initiale mesurée de filtre et celle de son modèle équivalent avec pertes avant réglage.

Pour la suite de l'étude, il faut donc quantifier et compenser ces décalages afin de remettre le filtre dans son cahier des charges. Nous procédons alors à un apprentissage de la sensibilité de la réponse du filtre à la profondeur des vis, en effectuant respectivement deux variations de $-1000 \pm \mu\text{m}$ sur les vis associées à chacune des cavités et deux variations de $-1300 \mu\text{m}$ et $5000 \mu\text{m}$ sur les vis associées aux couplages inter-résonateurs, par rapport à la position initiale. Nous effectuons ainsi deux mesures de paramètres $[S]$ par vis de réglage, soit 30 échantillons de mesure pour les 15 vis de réglage de filtre. Comme expliqué dans la partie précédente, chaque vis de réglage est remise dans sa position initiale après extraction des 2 mesures. Cette étude de sensibilité aboutit aux abaques reliant les coefficients de couplage extraits réglables ($m_{ij(i=j)}$, $m_{ij(i \neq j)}$) en fonction des profondeurs d'enfoncement V des vis de réglage (voir figure (62, 63)). Il apparaît que chaque vis fait varier simultanément l'ensemble des coefficients de la matrice de couplage. En effet, chaque vis affecte fortement le coefficient de couplage directement associé, mais également plus faiblement le reste des coefficients de la matrice de couplage. Dans les abaques ci-dessous, nous nous montrons l'impact de chaque profondeur de vis sur l'ensemble des coefficients de couplage.

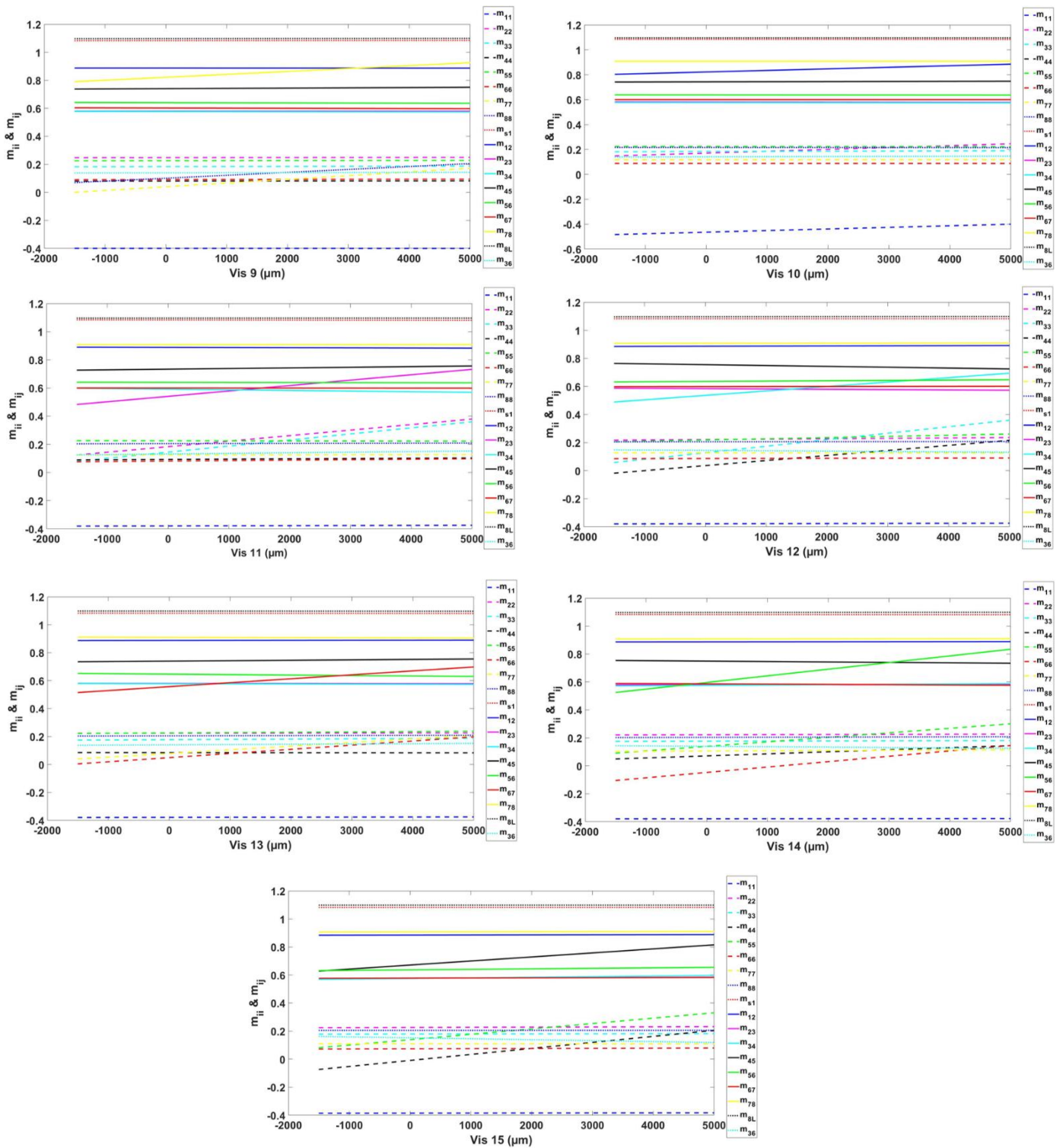


Figure 63: Variation des coefficients de couplage en fonction de la profondeur des vis (9-15).

Comme nous pouvons le vérifier sur les figures (62 et 63), la variation de la profondeur des vis, positive ou négative, peut faire diminuer ou augmenter l'ensemble des coefficients de couplage. Vu que la réponse initiale de filtre est décalée vers les hautes

fréquences, la profondeur des vis associées à chaque résonateur doit augmenter par rapport à l'état initial, ce qui se traduit dans la réponse fréquentielle de filtre par un décalage vers les basses fréquences. Ces vis de réglage interagissent en effet avec le champ électrique du mode TE qui est maximum dans le gap, l'effet capacitif équivalent augmente lorsque la vis diminue le gap, entraînant ainsi la diminution de la fréquence centrale de filtre. De même, les couplages inter-résonateurs diminuent au fur et mesure que la profondeur des vis augmente, ces vis réduisant l'ouverture des iris. Cette étude de sensibilité montre que les variations de (-2 mm, +5 mm) de la profondeur des vis conduisent à une plage de réglage moyenne de l'ordre de 80 % et 60%, respectivement sur chaque synchronisation de résonateur et de chaque couplage inter-résonateur. La dernière étape de la procédure de réglage automatique consiste à utiliser cette plage de réglage obtenue dans la phase d'apprentissage afin de prédire les profondeurs optimales des vis de réglage. Au-delà de l'expérience du concepteur pour déterminer une plage de réglage adéquate (amplitude de réglage suffisante, comportement linéaire du réglage), seule l'expérimentation permet de valider ou non ce choix.

Après la création et l'optimisation du modèle équivalent sans pertes, nous avons obtenu, comme l'illustre la figure (64), les profondeurs optimales des vis pour que les paramètres (S_{11} , S_{22}) satisfassent au mieux les spécifications données par le cahier des charges.

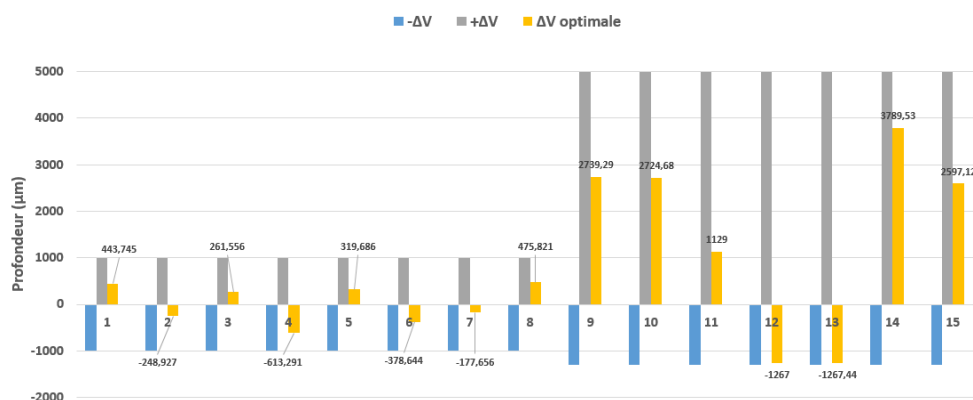


Figure 64: Apprentissage et profondeurs optimales des vis de réglage à l'itération 1.

A l'issue de cette première itération qui a duré 12 min (3 min d'apprentissage, 8 min d'extraction des matrices de couplage, 1 min d'optimisation), nous avons obtenu la réponse optimisée du modèle et celle mesurée après le réglage (voir figure (65)). Nous

pouvons en déduire, d'une part, que la réponse expérimentale est cohérente à celle correspondant au modèle et que, d'autre part, le gabarit du filtre est correctement approché au terme de la première itération. Une fréquence centrale de 1 GHz et une bande passante de 19.75 ont été mesurées, relativement proches des spécifications attendues. Néanmoins, l'adaptation dans la bande équiondulation et la rejection hors bande ne sont pas en accord avec les spécifications demandées.

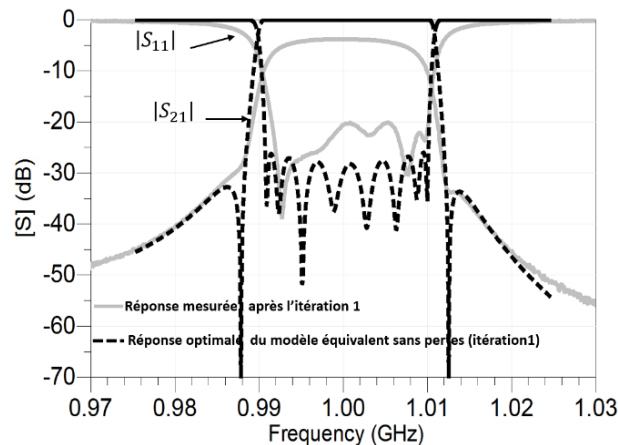


Figure 65: Résultats de mesure et d'optimisation après la première itération.

Les pertes dans la bande équiondulation après l'itération 1 s'élèvent à 3.65 dB, elles sont donc plus importantes que prévu. Nous estimons qu'elles proviennent principalement des tolérances d'assemblage des différentes pièces. En effet, le champ magnétique du mode TE du filtre est tangentiel aux parois latérales, des pertes par courant de fuite peuvent être générées en raison du mauvais contact mécanique entre l'ensemble des pièces. Ces effets ne peuvent pas être compensés par réglage.

Une deuxième itération est cependant effectuée pour affiner le réglage des couplages. Nous pouvons vérifier à ce stade que la plage de réglage choisie à la première itération (amplitude de variation des vis) est largement suffisante puisque les enfoncements des vis de réglage n'ont pas atteint leurs valeurs maximales et ont permis d'obtenir dans le modèle équivalent une réponse optimale adéquate aux spécifications requises. Nous réutilisons donc dans la deuxième itération les données d'apprentissages issues de cette plage de réglage.

De la même façon que précédemment, nous avons créé un nouveau modèle équivalent en procédant seulement à la mise à jour de la matrice de couplage associée à la réponse mesurée à l'itération 1, et nous avons, par la suite, effectué une nouvelle

optimisation. Après avoir déplacé les vis de réglage vers les profondeurs recommandées par l'optimiseur (figure (66)), nous avons mesuré la réponse illustrée dans la figure (67). On constate, au regard des résultats de la deuxième itération de réglage, l'impossibilité de faire apparaître tous les pôles du filtre et de respecter une réjection supérieure à 30 dB en basse fréquence. Nous expliquons l'amortissement des pôles par les pertes élevées (3.65 dB) existant dans le filtre, qui impactent sa sélectivité. Toutefois, cette seconde itération a été efficace. Elle permet d'obtenir à la fois un niveau d'adaptation satisfaisant (24 dB) dans une largeur de bande de 19.98 MHz très proche de celle attendue (20 MHz), et d'ajuster également la position des zéros de transmission et en les rendant en accord avec celle de gabarit de filtre. Du fait de la réutilisation de la phase d'apprentissage, le temps de réglage de filtre est réduit de 11 min pour la deuxième itération. Le temps final de réglage est donc de l'ordre de 13 min.

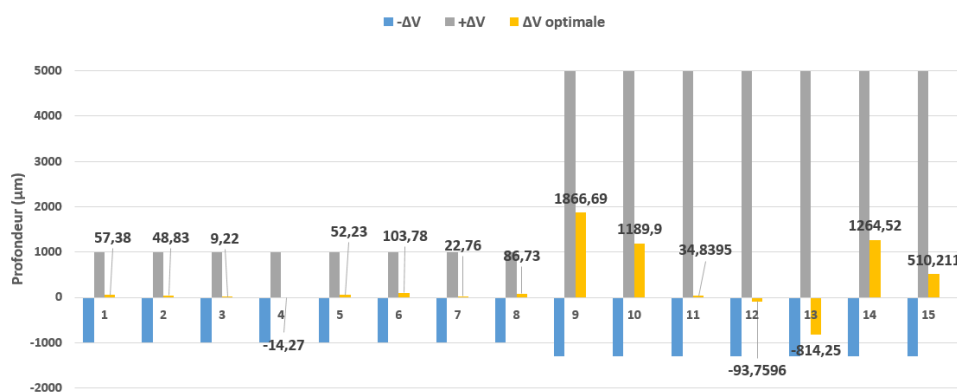


Figure 66: Apprentissage et profondeurs optimales des vis de réglage à l'itération 2.

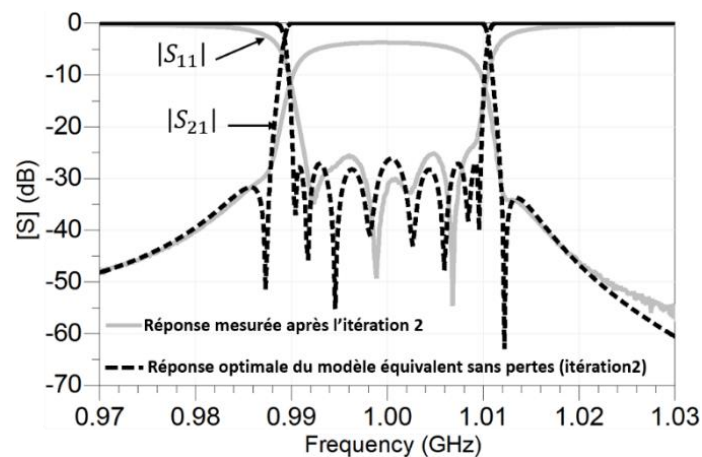


Figure 67: Résultats de mesure et d'optimisation après la deuxième itération.

Les matrices de couplage extraites lors des deux itérations de réglage sont rapportées

dans le Tableau 9. Si la matrice idéale est prise pour référence, nous vérifions que les coefficients de la matrice extraite à l'état initial sont légèrement différents de ceux idéaux. Les termes diagonaux $m_{ij(i=j)}$ ne sont pas nuls, ils présentent une différence maximale de l'ordre de 0.97 par rapport à l'objectif. En ce qui concerne les couplages aux accès, ils sont écartés de ceux idéaux d'une valeur de 0.35. Les couplages inter-résonateurs adjacents $m_{ij(i\neq j)}$ et le couplage replié m_{36} , sont eux éloignés de l'objectif. Après les deux itérations de réglage, nous pouvons relever que l'ensemble des coefficients de couplage convergent bien vers ceux idéaux.

m_{ij}	idéal	État initial	itération 1	itération 2
m_{11}	0	-0.5461	-0.0122	-0.0009
m_{22}	0	-0.9711	0.0048	0.0042
m_{33}	0	-0.1225	0.0440	0.0231
m_{44}	0	-0.8354	0.0264	0.0195
m_{55}	0	-0.7146	0.0714	0.0654
m_{66}	0	-0.1368	0.0593	0.0513
m_{77}	0	-0.7456	-0.0665	-0.0006
m_{88}	0	-0.2557	-0.0597	-0.0546
m_{s1}	1.0814	1.4247	1.0932	1.0897
m_{12}	0.8998	1.3888	0.9051	0.8948
m_{23}	0.6126	0.8334	0.7156	0.6311
m_{34}	0.5329	0.8971	0.5702	0.5406
m_{45}	0.7150	0.9511	0.7415	0.7271
m_{56}	0.5329	1.0970	0.6585	0.6249
m_{67}	0.6126	0.9856	0.6087	0.6098
m_{78}	0.8998	1.3247	0.9064	0.9005
m_{8L}	1.08141	1.3999	1.0979	1.0902
m_{36}	-0.1762	-0.2644	-0.1857	-0.1802

Tableau 9: évolution des coefficients de couplage durant les deux itérations de réglage.

III.5.2. Réglage post-fabrication d'un deuxième filtre coaxial : influence du jeu mécanique des vis de réglage

Un deuxième filtre coaxial de même topologie de couplage que celui présenté précédemment a été conçu par la société Inoveos, mais sur la base de spécifications différentes. Le tableau 10 ci-dessous en rend compte.

Paramètre	
f_o (GHz)	3.525
Bp équiondulation (MHz)	60 --> RBW= 1.7%
Adaptation (dB)	25
Rejection hors-band (dB)	45
Position du 1 ^{er} et 2 ^{ème} zéro de transmission (GHz)	3.4877 – 3.5626

Tableau 10: Spécifications de filtre combine.

La particularité de ce filtre par rapport au précédent est qu'il est fabriqué en deux pièces assemblées entre elles par des vis de 2 mm de diamètre (Voir figure (68, a)). L'idée ici était de réduire au mieux les sources potentielles de fuite de courant afin d'améliorer les pertes d'insertions. La figure (68, b) donne une vue d'ensemble respectivement sur son couvercle supérieur et son bloc d'aluminium inférieur dans lequel les plots capacitifs sont usinés. Le filtre dont il est question comprend lui aussi 15 vis de réglage de 3 mm de diamètre.

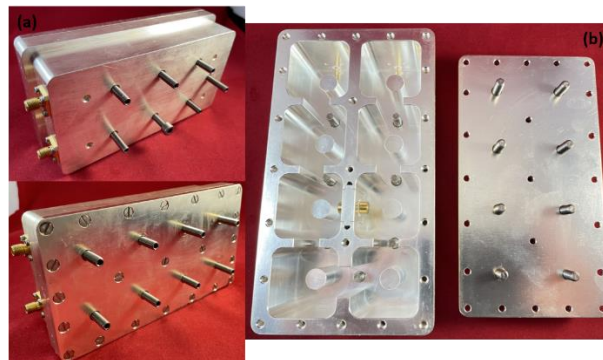


Figure 68: (a) Filtre assemblé, (b) les deux blocs de filtre.

La figure (69) présente l'évolution des paramètres $[S]$ issus de la mesure et du modèle équivalent de filtre durant les deux itérations du processus de réglage post-fabrication automatique.

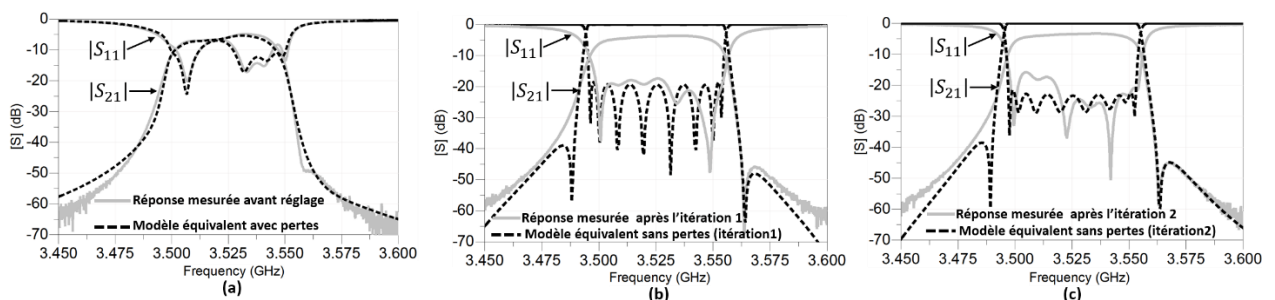


Figure 69: l'évolution des paramètres $[S]$ issus de la mesure et du modèle équivalent durant le réglage, (a) réponse initiale, (b) itération1, (c) itération 2.

En regardant plus précisément la figure (69, a) qui montre la réponse initiale du filtre mesurée juste avant le réglage post-fabrication, on relève un décalage par rapport aux spécifications requises de 4 MHz en fréquence centrale, de 18 dB pour l'adaptation et de 9 MHz pour la bande passante. La position des fréquences des zéros de transmission et le niveau de réjection associé ne répondent pas non plus aux attentes.

Après les deux itérations de réglage, nous observons sur la figure (69, b, c) que le filtre

est correctement centré autour de sa fréquence centrale souhaitée de 3.525 GHz et que la bande passante est en bonne adéquation avec celle souhaitée. En effet, une bande passante de 59 MHz a été obtenue.

L'objectif de cette partie est de mesurer sur cet exemple l'impact d'un jeu mécanique observé pour toutes les vis de réglage, qui a rendu difficile le réglage des paramètres [S] et empêché notamment l'obtention des niveaux d'adaptation supérieurs à 20 dB dans la bande passante du filtre. Cet état de fait est clairement observable entre les résultats de mesure obtenus à la première itération et ceux obtenus à la deuxième itération. L'adaptation après la première itération était de l'ordre de 19 dB sur la totalité de la bande passante de 59 MHz, alors qu'à la deuxième itération, l'adaptation issue de l'optimisation du modèle équivalent sans pertes était de l'ordre de 25 dB sur une bande passante de 60 MHz. Or, du fait du jeu des vis, l'adaptation issue des données de mesure a été dégradée (17.5 dB). Il faut donc porter une attention particulière aux technologies utilisées pour pouvoir appliquer correctement notre procédure.

Concernant les pertes d'insertion de filtre avant et après réglage, nous avons obtenu respectivement des pertes d'insertion de 5 dB dans l'état initial et de 3,46 dB dans l'état optimal. Ces pertes d'insertion sont principalement dues au mauvais contact mécanique entre les deux pièces composant le filtre rendant par-là les pôles des filtres moins visibles et réduisant, en même temps, le niveau de réjection des zéros de transmission. Le fait de réduire le nombre de pièces à assembler n'a donc pas été efficace.

En pratique, les pertes d'insertion sont liées à la qualité de la technologie de fabrication et à la précision de l'assemblage des parois latérales, mais aussi à la dégradation du facteur de qualité causée par les vis métalliques. Il nous semble difficile à ce stade d'améliorer les pertes d'insertion du filtre réalisé. Une solution à envisager pour ce filtre serait l'ajout de plots d'alignement sur la plaque supérieure et l'utilisation d'un placage d'argent sur l'ensemble des surfaces intérieures de filtre et de vis métallisées à l'or, pour réduire à la fois les pertes par courant de fuite RF et les pertes métalliques.

III.6. La reproductibilité de la procédure de réglage automatique

Compte tenu de l'efficacité de l'approche d'extraction de la matrice de couplage et afin d'amener le processus d'optimisation à un niveau de maturité suffisant pour pouvoir

l'exploiter pleinement dans le contexte du réglage automatique post-fabrication de filtres hyperfréquences, nous voulons démontrer ici la reproductibilité du processus de réglage à travers l'exemple de réglage du filtre coaxial décrit dans III.5. Dans cette optique, nous avons effectué dix essais de réglage différents, dont les données de mesure après réglage automatique sont illustrées en figure (70).

Comme nous pouvons le vérifier sur la figure (70), les réponses en paramètres [S] des différents essais de réglage respectent correctement le gabarit requis. Ainsi, nous pouvons régler ce filtre, pour des états initiaux très différents. Ce qui laisse supposer que nous saurons compenser par réglage des imprécisions de réalisation et d'assemblage du filtre.

De plus, malgré les pertes d'insertion élevées de $3,7 \text{ dB} \pm 0,04$ que présente le filtre ($Q_o \approx 500$), nous avons réussi à produire des réponses de filtre avec un bon accord aux spécifications souhaitées. Or, il est généralement constaté que plus les pertes dans le filtre à bande étroite sont élevées, plus les méthodes d'optimisation sont gênées pour tendre à une réponse optimale. Par conséquent, le réglage devient difficile et nécessite plusieurs itérations pour converger vers la réponse attendue.

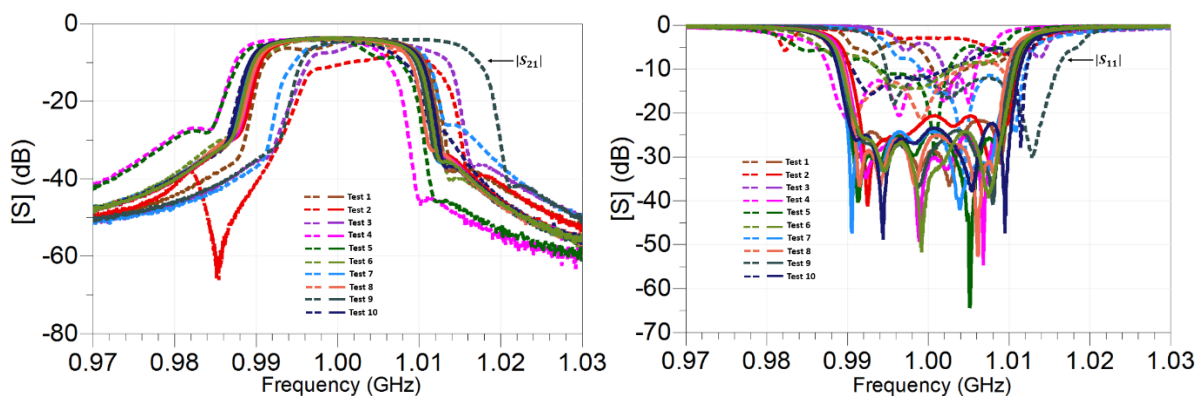


Figure 70: La reproductibilité de la procédure de réglage automatique.

III.7. Conclusion et comparaison

Dans cette partie, nous décrivons les avantages de la procédure de réglage utilisée dans ce travail, l'objectif étant de la positionner par rapport à divers travaux développés sur le réglage automatique post-fabrication de filtres à bande passante relative étroite. Le principal défi dans ce contexte est de ramener le filtre à ses spécifications souhaitées après sa fabrication, avec un temps de réglage plus court que celui obtenu par des opérateurs humains et avec le moins d'itérations possible, pour des états

initiaux des filtres fortement désaccordés et en intégrant des paramètres de réglage très nombreux. Nous avons considéré dans ce travail un filtre faiblement désaccordé, avec en particulier une réponse initiale présentant un décalage de fréquence supérieur à la moitié de sa bande passante.

L'utilisation de la matrice de couplage comme une liaison entre le modèle physique du filtre et son modèle (circuit électrique équivalent) permet d'une part d'obtenir de bonnes convergences vers les spécifications souhaitées et un faible nombre d'itérations (une seule itération dans le cas où la réponse initiale du filtre présente un décalage en fréquence inférieure à la moitié de sa bande passante et quatre itérations d'accord au maximum dans le cas où l'état initial du filtre est fortement dérégulé). D'autre part, l'utilisation de la matrice de couplage simplifie la procédure d'apprentissage (elle ne fait appel qu'à deux variations de position par vis). Nous avons également montré qu'un modèle équivalent sans pertes est plus efficace que le même modèle avec pertes dans le processus itératif de réglage. De plus, cette procédure offre la possibilité de réemployer les données d'apprentissage lors du passage d'une itération d'optimisation à une autre. En outre, la polyvalence de l'approche de la matrice de couplage permet d'appliquer la méthode d'accord à un grand nombre de topologies de filtres à résonateurs couplés, pouvant cependant être modélisé par une matrice de couplage unique.

Dans la littérature, il existe une méthode d'optimisation qui ressemble dans son concept à la méthode démontrée dans cette thèse, référencée Space mapping. Cette dernière consiste comme nous l'avons déjà évoqué à optimiser le modèle physique du filtre (modèle fin) en exploitant un modèle grossier ou un modèle de substitution physiquement approprié (par exemple, un modèle équivalent ou un modèle EM du filtre). Dans cette méthode, le lien entre le modèle physique et son modèle grossier se fait généralement par mappage implicite ou explicite [68] [69] [70] dans lequel la réponse mesurée et sa dérivée première par rapport aux paramètres de réglage sont mises en correspondance.

En ce qui concerne le nombre d'itérations, la méthode de cartographie spatiale permet d'atteindre de bonnes convergences en un faible nombre d'itérations et avec un faible nombre d'échantillons de réglage uniquement dans le cas où l'état initial du filtre est faiblement désaccordé (le filtre centré autour de sa fréquence centrale mais il possède

un niveau d'adaptation faible). Un modèle grossier est alors suffisant. Au contraire, dans le cas où l'état initial du filtre est fortement désaccordé, le modèle dit grossier nécessite pour autant une précision relativement élevée. Et la procédure nécessite d'opérer plusieurs variations pour chaque élément d'accord (généralement plus de deux). Il s'en suit une nette augmentation du nombre d'itérations et donc du temps total d'accord.

A titre de comparaison, dans ce travail, pour un filtre volumique combine de topologie repliée, 8 pôles, et avec une bande passante relative de 2% et 15 vis de réglage, nous avons eu besoin de seulement de 30 positions de réglage dans la phase d'apprentissage, ce qui équivaut à deux variations de position par vis, pour avoir en une seule itération une réponse optimale du filtre. Avec l'utilisation de la méthode de cartographie spatiale décrite dans [71], pour ajuster un filtre 4 pôles de topologie flèche, de bande passante relative 3,5%, possédant 9 vis de réglage, plus de 15 variations successives des positions de chaque vis ont été nécessaires pour créer le modèle grossier et permettre l'optimisation du filtre. Un point commun entre la méthode décrite dans ce travail et la méthode de cartographie spatiale tient dans le fait que les deux nécessitent une licence d'un logiciel de CAO (CST, HFSS, et ADS) pour effectuer la tâche d'optimisation.

Les méthodes d'accord heuristiques [72] [73] [74] [75] [76] permettent également de régler des filtres, mais ces méthodes nécessitent une phase d'apprentissage longue. Plusieurs expériences d'accord (entre 200 et 2000 expériences) sont en effet nécessaires pour établir un modèle de filtre inverse. Il en va de même pour les méthodes d'accord basées sur un méta-modèle où la précision de réglage dépend fortement de la sensibilité des paramètres [S] vis-à-vis des éléments d'accord. La même remarque s'applique aux méthodes classiques d'optimisation par gradient ou quasi-newton [77] [78] [79] [80], pour lesquelles plusieurs itérations de réglage sont nécessaires pour converger vers les spécifications requises.

Chapitre IV. Réglage post-fabrication automatique des filtres accordables

IV.1. Introduction

Comme nous avons pu le voir au cours du chapitre précédent, l'efficacité de l'approche d'extraction de la matrice de couplage et la procédure de réglage automatique ont été prouvées sur différents filtres volumiques à fréquence centrale et bande passante fixes. La méthode d'extraction appliquée permet, après la détermination des composantes de retards induits par les guides d'accès, de transformer les paramètres $[S]$ du filtre passe-bande dans le domaine passe-bas normalisé, puis d'établir une approximation rationnelle des paramètres $[S]$ issus de ce domaine afin de synthétiser une matrice de couplage unique sous forme flèche. Les coefficients de cette matrice de couplage sont considérés indépendants de la fréquence dans cette approche, ce qui est le cas des filtres avec une bande relative étroite. Cependant, dans le cas des filtres avec une bande relative large, l'approximation rationnelle ne prend pas en considération la dispersion fréquentielle qui apparaît alors pour les éléments du prototype passe-bas : les effets dispersifs potentiels des couplages inter-résonateurs, des couplages d'entrée, mais aussi des couplages parasites dans la bande de filtre ne sont pas modélisés dans la matrice de couplage. Par ailleurs, de nombreuses applications requièrent aujourd'hui une agilité de filtrage : la réponse fréquentielle d'un même dispositif physique doit s'adapter à différentes spécifications, ce qui revient de nouveau à considérer des éléments de la matrice variables en fonction de ces différentes spécifications.

Dans ce dernier chapitre, nous interrogeons donc la robustesse de notre méthode de réglage dans ces contextes complexes de filtres large bande relative, ou de filtre accordable en bande passante et/ou fréquence centrale, donc dans des configurations d'éléments de la matrice de couplage dépendants de la fréquence.

Nous effectuons dans un premier temps au cours de ce chapitre, des tests de procédure de réglage d'un filtre volumique large bande, accordable en fréquence centrale. Bien que la réponse du filtre soit faiblement sensible aux tolérances de fabrication dans cette configuration à large bande passante relative, l'objectif que nous nous assignons ici est moins d'améliorer la précision du modèle que de démontrer la robustesse de l'approche de réglage à fournir simultanément et automatiquement des réponses accordables en fréquence et en bande passante. Cette caractéristique de

réglage simultanée autour des multi-gabarits de filtre est difficilement atteignable avec un réglage manuel.

Dans un second temps, nous chercherons à évaluer théoriquement le réglage analogique d'un filtre Hairpin accordable en fréquence centrale et en bande passante. L'accord est dans ce cas électrique et non mécanique. Nous utiliserons pour élément d'accord des capacités ferroélectriques à BST. Nous n'optimiserons plus alors des positions de vis, mais des tensions de polarisation de varactors qui impacteront les longueurs électriques des résonateurs et couplages entre résonateurs et accès. Ces travaux nous ont notamment amené à définir une plage de réglage post-réalisation de filtre qui reste à être validée expérimentalement.

IV.2. Réglage post-fabrication d'un filtre volumique accordable

Dans cette partie, nous présentons le réglage post-réalisation automatique d'un filtre volumique accordable, 6 pôles, de topologie flèche fonctionnant sur des cavités métalliques à insert diélectrique excitées sur le mode TE₁₀₁. Une schématisation de filtre et sa réalisation pratique sont données en Figure (71). L'accord en fréquence a pu se faire à l'aide des inserts diélectriques insérés au centre de chaque résonateur. En faisant tourner l'élément d'accord, la distance entre la paroi supérieure de la cavité et le perturbateur change, ce qui conduit à perturber la distribution du champ électrique dans chaque cavité et par conséquent à modifier la fréquence centrale du filtre. En outre, les perturbateurs sont composés d'un empilement de cylindres, qui ont été optimisés en rayon pour ajuster la bande passante durant la variation de la fréquence.

Le filtre a été conçu par usinage classique en deux pièces d'aluminium métallisées à l'argent ($\sigma = 40 \text{ S}/\mu\text{m}$) afin d'optimiser sa conductivité électrique. Des perturbateurs diélectriques en alumine ayant une faible tangente de pertes de 10^{-4} ont été employés pour réaliser la fonction de réglage post-fabrication. Ces derniers sont attachés à un système de ressort de compression implanté sur le dessus du filtre pour contrôler avec précision leurs enfoncements.

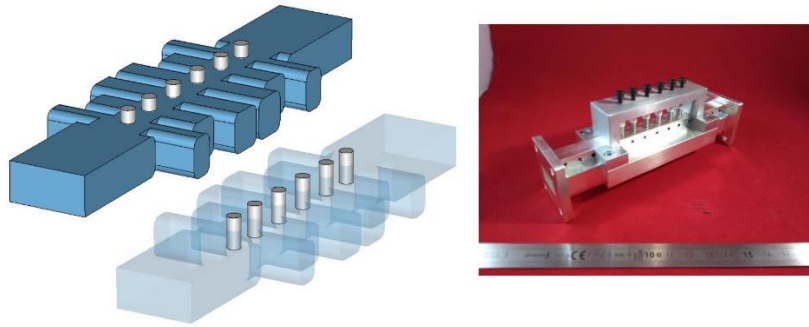


Figure 71: Vue CAO du filtre à inserts TE₁₀₁ et photographie du filtre réalisé[81].

Ce filtre a été optimisé par la méthode de gradient sous CST studio sur quatre états de réglages discrets proches les uns des autres en fréquence centrale. Plus précisément, l'optimisation a été établie d'une manière simultanée sur l'ensemble des paramètres géométriques de filtre, d'une part sur les dimensions des résonateurs et celles des iris de couplage, et d'autre part sur la profondeur et le rayon des perturbateurs diélectriques afin d'ajuster la fréquence centrale de filtre tout en maintenant une bonne adaptation dans la bande passante de filtre ainsi qu'une bonne sélectivité. A l'issue de cette phase d'optimisation chronophage, l'optimiseur a convergé vers les spécifications répertoriées dans le tableau 11 ci-dessous, leurs réponses sont montrées en Figure (72)

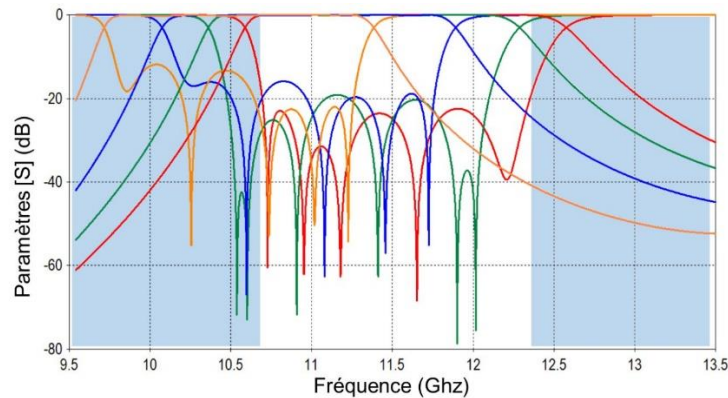


Figure 72: Réponses du filtre à différents états de réglage[81].

	Paramètres		
	f_o (GHz)	BP équiondulation (GHz)	Adaptation (dB)
Etat 1	11.65	2.1	25
Etat 2	11.38	2	20
Etat 3	11.25	1.95	18
Etat 4	10.75	1.8	16

Tableau 11: Spécifications du filtre accordable[81].

Comme ce filtre présente une bande relative de 17.6%, relativement importante donc, ses performances électriques sont moins sensibles aux tolérances de fabrication. Notre principal objectif est d'utiliser les six vis de réglage associées à chaque résonateur afin de retrouver en pratique, d'une manière simultanée et en une seule itération de réglage, les quatre états prédéfinis par la conception EM. Au-delà, nous souhaitons montrer la capacité du banc à obtenir d'autres états de réglage intermédiaires non définis pendant cette phase de conception EM. Un banc de réglage est alors implémenté (Figure 73).

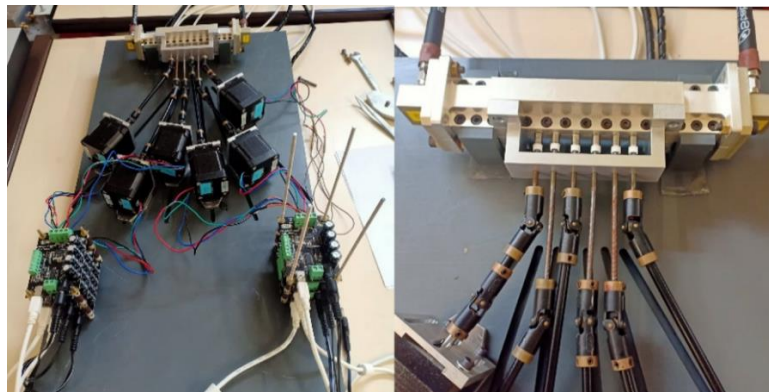


Figure 73: Banc de réglage.

Nous avons alors effectué une mesure initiale de filtre, pour laquelle les positions initiales des vis de réglage ont été choisies aléatoirement. Puis, nous avons procédé à une extraction de la matrice de couplage de dimension 8x8. La figure (74) illustre une comparaison entre les paramètres [S] mesurés du modèle physique et ceux issus de son modèle circuit équivalent avec pertes, cette dernière fait état d'un bon accord entre les deux réponses.

Le Tableau 12 montre la dispersion de l'état initial mesurée par rapport aux quatre états de réglages attendus, nous pouvons remarquer que les résultats de mesure de la réponse initiale présentent un décalage par rapport aux spécifications attendues tant en fréquence centrale qu'en largeur de bande passante et en adaptation. Des décalages moyens, respectivement de 0.23 GHz, de 0.42 GHz et de 7.75 dB sont observables.

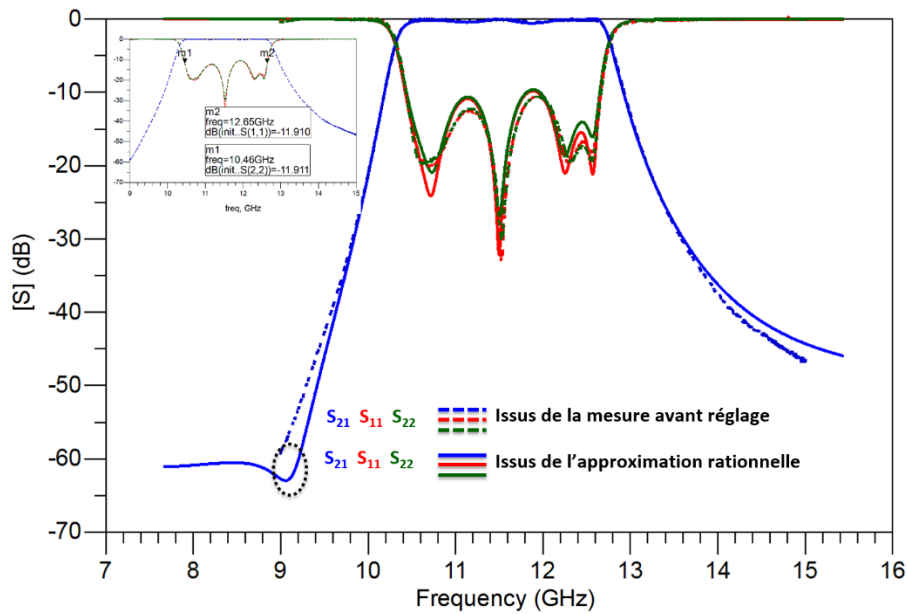


Figure 74: Comparaison entre la réponse mesurée et celle du modèle équivalent.

Comparaison					
	État initial	Gabarit1	Gabarit 2	Gabarit 3	Gabarit 4
BP(GHz)	2,19	2,1	2	1,95	1,8
f_0 (GHz)	11,55	11,65	11,38	11,25	10,75
RL_{max} (dB)	11,9	25	20	18	16

Tableau 12: Comparaison entre les spécifications de l'état initial et les états objectifs.

Cependant, vis-à-vis de la dispersion des couplages adjacents dans la bande passante de 2.19 GHz, des couplages parasites de valeur proche de celle des couplages adjacents sont apparus dans la matrice de couplage. Ces couplages parasites engendrent des zéros de transmission supplémentaires dans la réponse du modèle équivalent de filtre. Cet état de fait est remarquable dans la réponse du modèle équivalent dans laquelle un zéro de transmission apparaît en-dessous de la bande passante, alors qu'il n'existait pas dans la réponse du modèle physique. La matrice de couplage répertoriée dans le tableau 13 illustre l'ensemble des couplages parasites. Néanmoins, la présence de ces derniers n'affecte pas la robustesse du processus d'optimisation.



	S	1	2	3	4	5	6	L
S	0	1,1443	0,0438	-0,0118	-0,0328	-0,0003	0,0069	0,0005
1	1,1443	-0,3745	1,2046	-0,0607	0,0165	-0,0395	0,021	-0,002
2	0,0438	1,2046	-0,0982	0,8262	0,0985	-0,0474	0,031	-0,0156
3	-0,0118	-0,0607	0,8262	-0,3597	0,7465	0,0951	-0,0021	0,042
4	-0,0328	0,0165	0,0985	0,7465	-0,2968	0,8541	0,0581	0,01
5	-0,0003	-0,0395	-0,0474	0,0951	0,8541	0,0149	1,2274	-0,0434
6	0,0069	0,021	0,031	-0,0021	0,0581	1,2274	-0,4619	1,1439
L	0,0005	-0,002	-0,0156	0,042	0,01	-0,0434	1,1439	0

Tableau 13: Matrice de couplage issue de l'extraction.

Nous disposons donc de cette matrice de couplage que nous désirons mettre en correspondance avec un jeu de vis de réglage. Nous allons maintenant construire un modèle paramétré de ce filtre. Les couplages inter-résonateurs adjacents et les couplages parasites, les décalages des fréquences de résonance de chacune des cavités, les résistances et le déphasage des guides d'accès, les pertes de chaque résonateur et de chaque couplage, issus de l'extraction, seront tous liés par l'intermédiaire d'une interpolation à l'ordre 2 aux positionnements des vis de réglage. Pour ce faire, nous avons appliqué arbitrairement une variation de (-1600 μm , +2500 μm) sur chacune des vis, soit l'équivalent de 13 échantillons de mesure des paramètres [S] et d'extraction de matrices de couplage (temps d'extraction : 15s par fichier de paramètres [S]). A l'issue de cette phase d'apprentissage automatique, nous avons obtenu les abaques de sensibilité donnant l'impact de l'enfoncement des vis de réglage sur l'intégralité des couplages adjacents de filtre. (cf. Figure 75) :

Ces abaques montrent que chacune des vis affecte sensiblement le décalage fréquentiel de chacune de cavités auxquelles elles sont directement associés, et de manière plus faible les autres couplages de filtre. En effet, au fur et à mesure que l'enfoncement des vis augmente, la fréquence diminue entraînant une augmentation du paramètre $m_{ij(i=j)}$ en valeur absolue. Simultanément, l'enfoncement des vis modifie légèrement les couplages inter-résonateurs $m_{ij(i\neq j)}$. Les abaques montrent que les termes de la matrice de couplage varient linéairement en fonction de la profondeur des vis de réglage, pour les gammes de variations de position des vis que nous avons appliquées.

Etant donné que les inserts diélectriques sont implémentés uniquement sur les cavités, le réglage en position de ces perturbateurs impactent non seulement le décalage fréquentiel de chaque résonateur auxquels sont associés mais aussi les couplages d'entrée-sortie et les couplages inter-résonateurs, nous pouvons alors relever en prenant appui sur leur sensibilité les plages de réglage suivantes :

Vis de réglage	Apprentissage	Plage de réglage effective (en valeur relative)
Vis 1	[-1600 μm , +2500 μm]	[-24.2%, 16.2%] sur le paramètre m_{11} [25.1%, 12.6%] sur le paramètre m_{S1}
Vis 2	[-1600 μm , +2500 μm]	Une variation de [0.2658, -1.0928] sur le m_{22} . Ce dernier a une valeur initiale de -0.0982. [23.3%, 18.2%] sur le paramètre m_{12}
Vis 3	[-1600 μm , +2500 μm]	Une variation de [0.1938, -1.0323] sur le m_{66} [22%, 11.2%] sur le paramètre m_{6L}
Vis 4	[-1600 μm , +2500 μm]	Une variation comprise entre [0.4945 et -1.3151] sur le m_{44} [21.6%, 23.8%] sur le paramètre m_{45}
Vis 5	[-1600 μm , +2500 μm]	Domaine de variation compris entre 0.4413 et -1.2837 sur le paramètre m_{33} [25.1%, 22%] sur le paramètre m_{23}
Vis 6	[-1600 μm , +2500 μm]	Une variation de [0.7259, -1.0334] sur le m_{55} [16.4%, 20%] sur le m_{56}

Tableau 14: Plage de réglage effective.

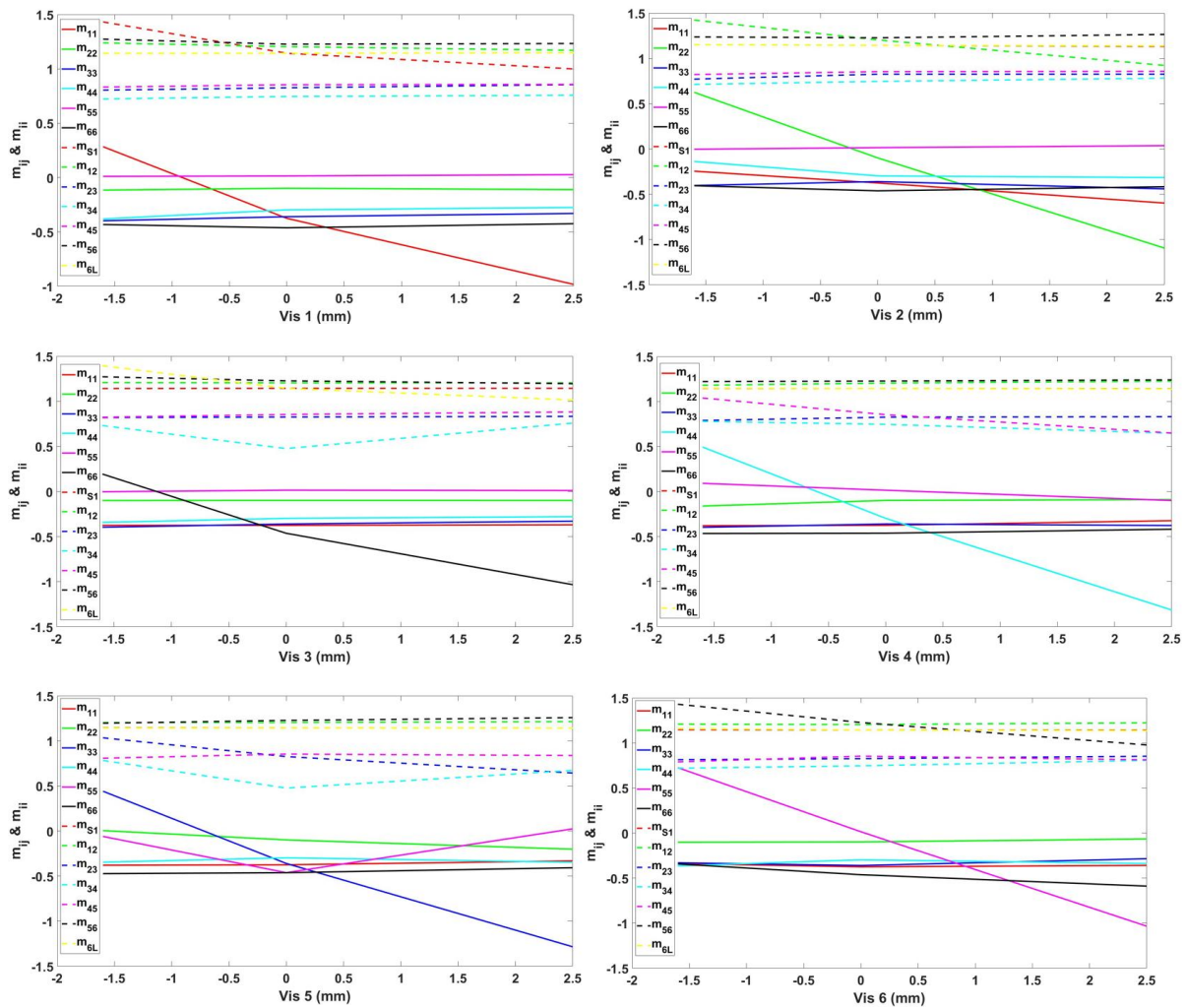


Figure 75: Impact de l'enfoncement des vis de réglage sur l'intégralité des couplages adjacents.

Nous pouvons vérifier par cette analyse de sensibilité que la profondeur de la vis 1 et celle de la vis 3 permettent d'ajuster respectivement la fréquence de résonance du mode de la première et la dernière cavité constituant le filtre. La perturbation du champ électrique, fortement concentrée dans ces deux cavités, implique également une variation des couplages aux accès. La profondeur de la vis 2 permet d'ajuster la fréquence du mode résonant dans la deuxième cavité, à la fréquence du mode résonant dans la première cavité du filtre, ce qui entraîne des variations plus importantes sur le couplage m_{12} que sur le couplage m_{23} . La même remarque peut être faite pour la profondeur de la vis 6 pour laquelle le couplage m_{56} est beaucoup plus sensible que celui traduit par m_{45} , tandis que la vis de réglage 5 permet d'ajuster la fréquence du mode de la troisième cavité à celle du mode de la deuxième cavité. Le niveau du couplage m_{23} est sensible à cette vis 5, tout autant que le couplage m_{34} . Enfin, les vis 4 et 6 permettent d'ajuster respectivement et de manière très sensible

les couplages m_{45} et m_{56} .

Au terme de l'étape d'apprentissage automatique, nous avons créé automatiquement un modèle équivalent de filtre. Les profondeurs des vis de réglage sont alors optimisées simultanément afin de satisfaire les quatre spécifications décrites précédemment. Nous rappelons ici que l'optimisation a été effectuée avec des pertes puisque le filtre présente des pertes d'insertion faible dans sa bande passante. Nous donnons dans le tableau 15 ci-dessous les profondeurs des vis optimisées respectivement pour les quatre états de réglage.

Vis de réglage	État 1	État 2	État 3	État 4
Vis 1	-921 μm	-385.368 μm	89.443 μm	697.682 μm
Vis 2	-404.845 μm	319.154 μm	856.863 μm	1603.314 μm
Vis 3	-979.637 μm	-581.796 μm	-159.367 μm	767.275 μm
Vis 4	-422.736 μm	351.828 μm	860.523 μm	1386.950 μm
Vis 5	-533.876 μm	252.321 μm	741.288 μm	1473.162 μm
Vis 6	-134.598 μm	544.433 μm	1086.41 μm	1988.1 μm

Tableau 15: Profondeurs optimales des vis de réglage.

La réponse en fréquence du modèle circuit, obtenue à l'issue d'une seule itération, est illustrée dans la figure (76). Ces résultats montrent que la procédure d'optimisation permet de converger vers le comportement objectif, et met en évidence que les couplages parasites issus de l'extraction sont pris en compte et leur compensation dans trois états de réglage (état 2, état 3, état 4) assurée. Cependant, pour l'état 1, un zéro de transmission est toujours excitant dans la réponse du modèle. Or, comme on peut le voir dans la figure (77), ce zéro n'existe pas dans la réponse en fréquence du modèle physique.

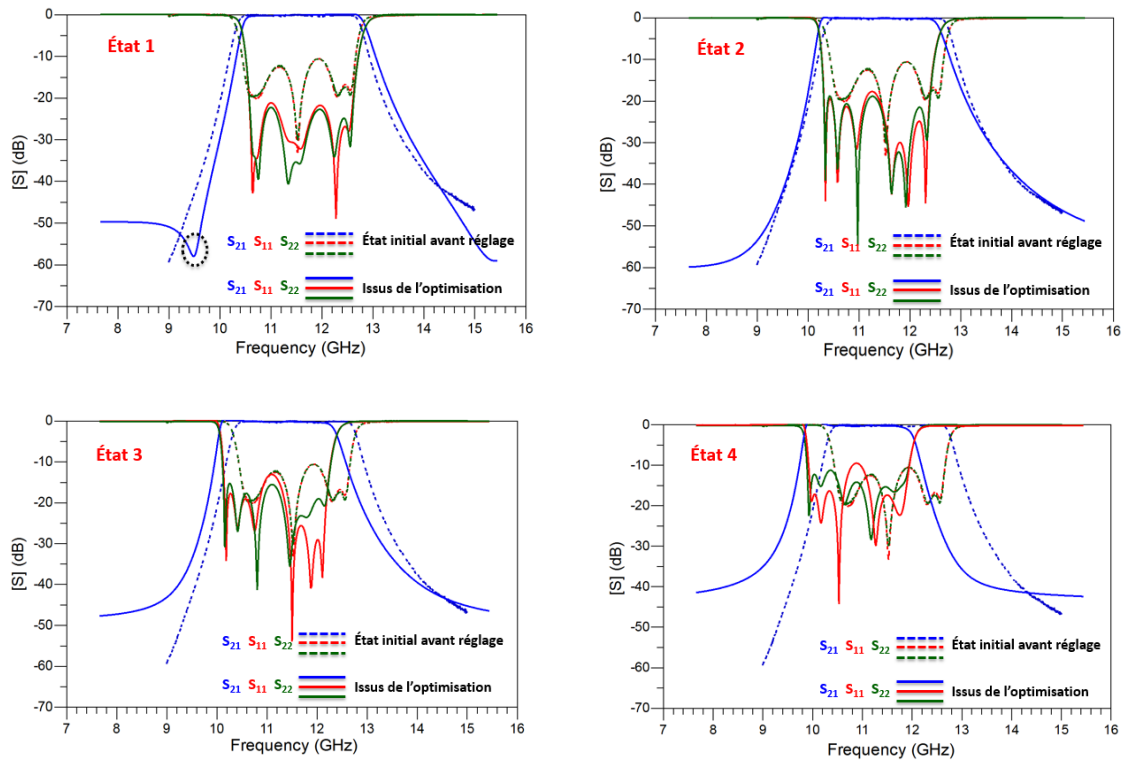


Figure 76: Résultats d'optimisation du modèle équivalent.

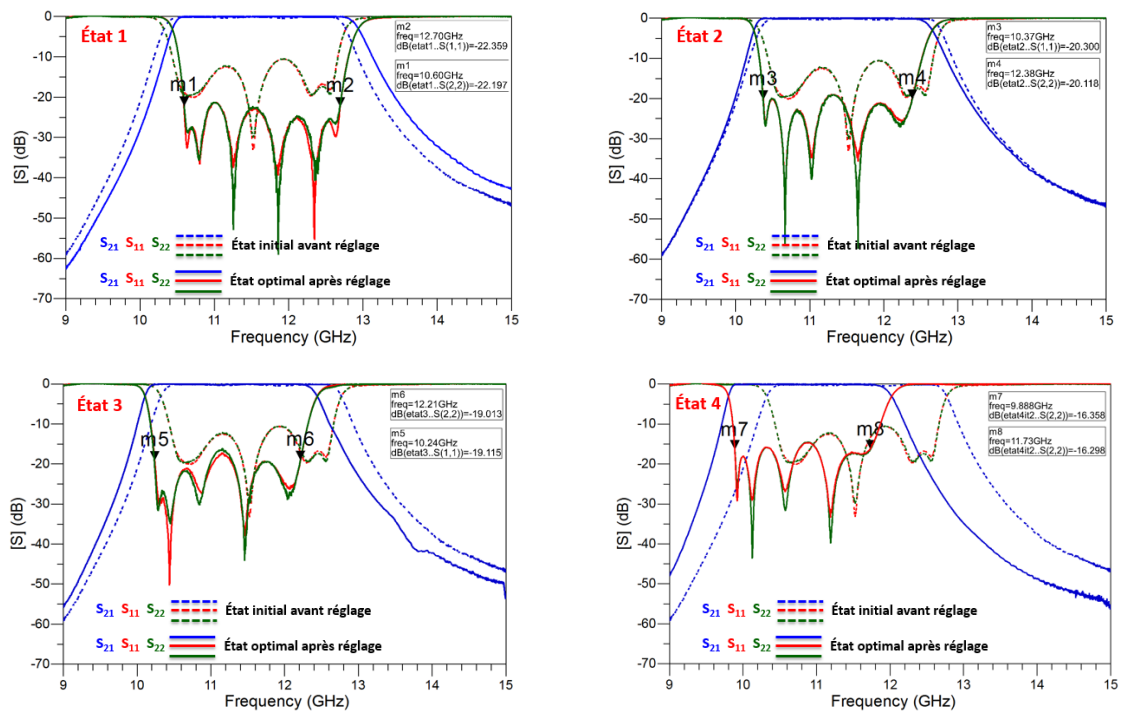


Figure 77: Résultats de mesure après réglage automatique.

Nous avons alors réglé automatiquement le filtre dans ces 4 états, en utilisant les commandes motorisées. Ces résultats de mesure après une itération de réglage montrent que la procédure appliquée est robuste.

Nous constatons sur cette figure que le filtre est correctement centré autour des fréquences centrales souhaitées : 11.65 GHz pour l'état 1, 11.375 GHz pour l'état 2, 11.225 GHz pour l'état 3, 10.809 GHz pour l'état 4. La bande passante est en très bonne adéquation avec celle attendue. Une bande passante de 2.1 GHz, de 2.01 GHz, de 1.97 GHz, de 1.842 GHz a été obtenue respectivement pour le premier, le deuxième, le troisième et le quatrième état du filtre. L'adaptation dans la bande passante pour les quatre états est adéquate à celles requises. Une adaptation de 23 dB pour l'état 1, de 20 dB pour l'état 2, de 19 dB pour l'état 3, et de 16.3 dB pour l'état 4 a été obtenue. Les pertes d'insertion à chaque fréquence centrale sont respectivement de l'ordre de 0.023 dB pour l'état 1, 0.023 dB pour l'état 2, 0.024 dB pour état 3 et de 0.025 dB pour état 4. Le tableau 16 ci-dessous donne un bilan de performance électrique de filtre après réglage. Le temps de réglage global du dispositif est de 10 min (2 min d'apprentissage, 3.5 min d'extraction et 4 min d'optimisation).

résultats de mesure après réglage automatique								
	Gabarit 1 Simulation	Gabarit 1 Mesure	Gabarit 2 Simulation	Gabarit 2 Mesure	Gabarit 3 Simulation	Gabarit 3 Mesure	Gabarit 4 Simulation	Gabarit 4 Mesure
BP(GHz)	2,1	2,1	2	2,01	1,95	1,97	1,8	1,842
f_0 (GHz)	11,65	11,65	11,38	11,375	11,25	11,225	10,75	10,809
RL _{max} (dB)	25	22	20	20	18	19	16	16

Tableau 16: Bilan de performance électrique de filtre après réglage.

Dans la référence [81], ce filtre a été ajusté manuellement uniquement autour de son premier état de réglage, une comparaison entre les résultats de réglage manuel et automatique est répertoriée dans le tableau 17 ci-dessous, nous pouvons remarquer que les deux types de réglage ont abouti à des performances en accord avec celles désirées.

Comparaison			
	Gabarit 1 Simulation	Gabarit 1 Réglage automatique	Gabarit 1 Réglage manuel
BP(GHz)	2,1	2,1	2,091
f_0 (GHz)	11,65	11,65	11,69
RL _{max} (dB)	25	22	23

Tableau 17: Comparaison entre réglage manuel et automatique.

L'évolution des termes de la matrice de couplage durant le réglage post-réalisation est présentée dans le tableau 18 ci-dessous :

m_{ii} & m_{ij}	État initial	État 1	État 2	État 3	État 4
m_{ss}	0	0	0	0	0
m_{11}	-0,3745	-0,0550	0,1836	0,3837	0,6725
m_{22}	-0.0982	-0,185	0,089	0,3202	0,7579
m_{33}	-0.3597	0,0783	0,3591	0,5316	0,9609
m_{44}	-0.2968	0,1032	0,3902	0,5741	0,9910
m_{55}	0.0149	-0,1215	0,1398	0,3526	0,7850
m_{66}	-0.4619	0,0518	0,2216	0,4304	0,7156
m_{LL}	0	0	0	0	0
m_{s1}	1,1443	1,2712	1,1973	1,1357	1,0535
m_{12}	1,2046	1,2762	1,1992	1,1422	1,069
m_{23}	0,8264	0,8658	0,8197	0,7977	0,7431
m_{34}	0,7465	0,7613	0,7313	0,7167	0,6778
m_{45}	0,8541	0,8623	0,8138	0,7904	0,7435
m_{56}	1,2274	1,2597	1,1964	1,1375	1,0618
m_{6L}	1,1439	1,2695	1,2012	1,14	1,0585

Tableau 18: L'évolution des termes de la matrice de couplage durant le réglage post-réalisation.

En considérant les coefficients de couplage à l'état initial comme une référence à partir de laquelle les quatre états de réglage ont été optimisés, nous pouvons faire les remarques suivantes :

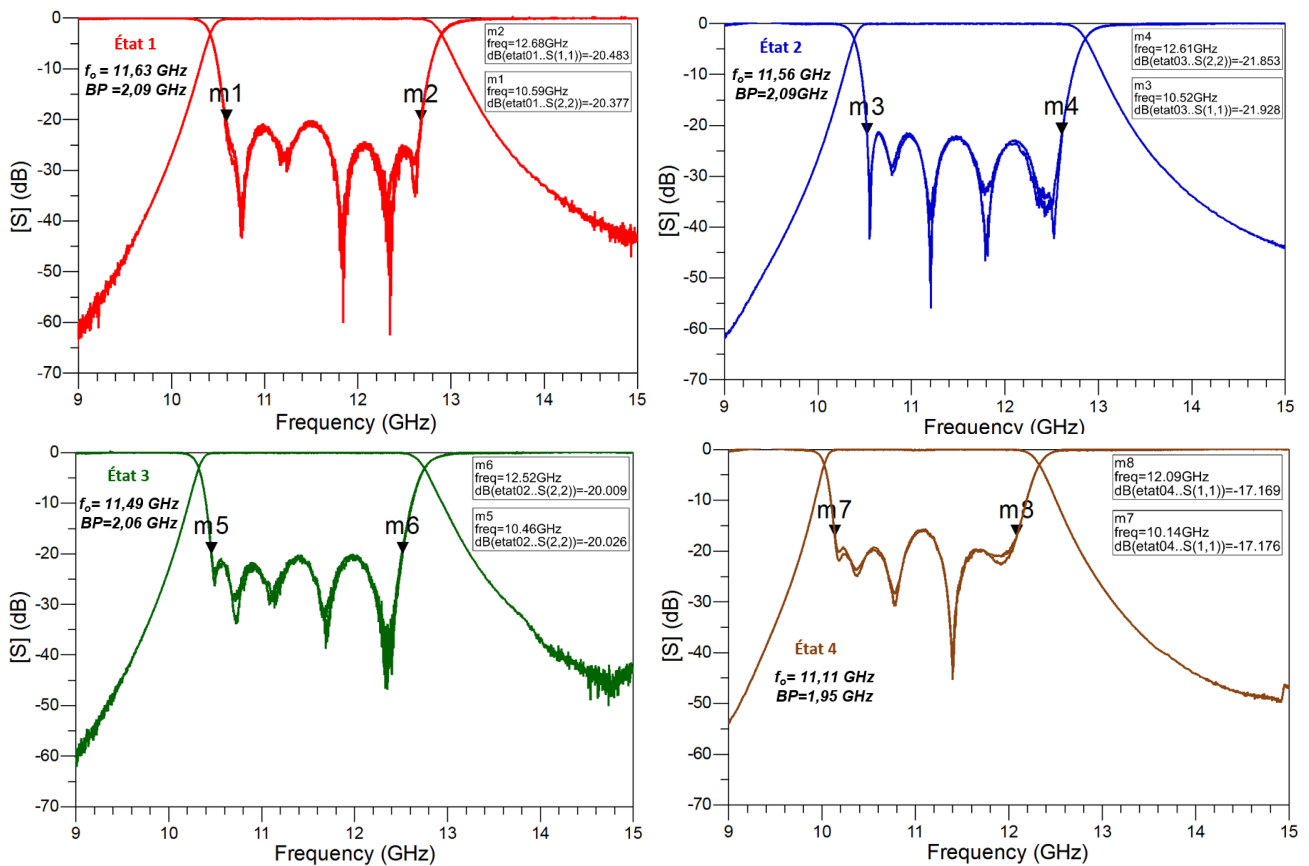
- La réponse initiale du filtre est relativement différente de celles des quatre états de réglage (f_0 de 11.55 GHz, BP de 2.19 GHz et une adaptation de 11.9 dB). Le passage de cette réponse initiale à la réponse de l'état 1 a entraîné respectivement une augmentation de 10 MHz sur la fréquence centrale, une variation de 20 MHz de la bande passante et une amélioration de 10 dB en terme d'adaptation. Ceci explique l'affaiblissement des coefficients de couplage diagonaux et une l'augmentation des coefficients de couplage inter-résonateurs de la matrice de l'état 1 par rapport à celle de l'état 2.
- Le passage de l'état initial vers l'état 2 à 4 a été accompli sur la base d'une décroissance à la fois sur f_0 et sur la bande passante, tout en gardant un bon niveau d'adaptation. Cela se traduit sur les matrices de couplage correspondant aux états 2 et 4 à la fois par une augmentation des décalages fréquentiels et un

abaissement des couplages inter-résonateurs.

IV.3. Réglage post-fabrication discret autour des inter-états du filtre accordable

Comme les quatre états initiaux prédéfinis dans la conception EM sont suffisamment proches les uns des autres (décalage de ± 15 MHz en f_0 inter-États), des états intermédiaires sont alors visés. Il est permis de faire cet exercice car l'adaptation n'est pas fortement impactée par les faibles variations des coefficients de couplage nécessaires pour passer à ces états intermédiaires. En ce sens, nous avons réutilisé l'apprentissage établi précédemment pour produire les états intermédiaires en question.

Les réponses obtenues et leurs performances sont illustrées dans la figure 78. Les réponses sont issues d'un réglage discret et, pour chaque réponse, une seule itération de réglage a été effectuée : l'état 1 est obtenu à partir de l'état initial présenté précédemment, l'état 2 est obtenu à partir de l'état 1, l'état 3 est optimisé à partir de l'état 2, et ainsi de suite jusqu'au l'état 5.



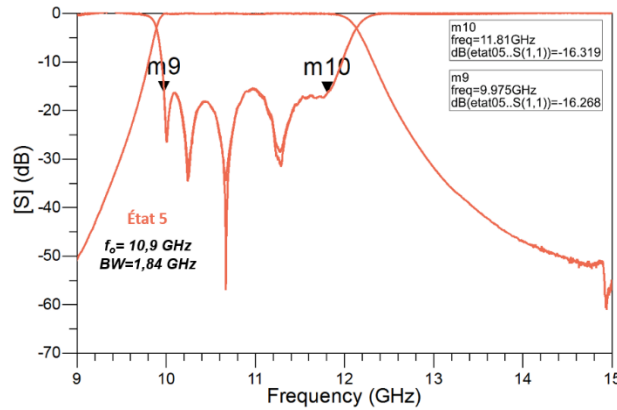


Figure 78: Résultats de mesure après réglage discret.

Le filtre 6 pôles accordable, de topologie flèche est donc remis automatiquement dans son cahier des charges dans ces différents états. La procédure de réglage permet donc de converger en une itération d'une façon simultanée ou discrète vers le comportement visé. Concernant le réglage simultané, nous considérons un critère d'optimisation qui regroupe l'ensemble des spécifications de filtre, tandis que pour le réglage discret, nous considérons à chaque itération un critère de convergence uniquement autour d'un seul état de filtre.

Nous pouvons retenir à ce stade que le réglage post-fabrication des filtres par rapport à une matrice de couplage est plus pertinent dans des gabarits de filtrage présentant une bande passante faible que pour ceux dotés d'une bande passante large. Cela est dû à la faible sensibilité du comportement électrique du filtre aux erreurs de fabrication. Un réglage manuel ou un réglage par des méthodes d'optimisation classiques, généralement direct par rapport aux paramètres $[S]$, est largement suffisant en temps de réglage et en précision.

IV.4. Réglage analogique virtuelle d'un filtre Hairpin accordable

Le filtre Hairpin accordable étudié est présenté sur la figure (79). Il est constitué de trois résonateurs microruban quart d'onde repliés. Le réglage en fréquence est effectué à l'aide des capacités ferroélectriques BST [1] (Titanate de Baryum et de Strontium) placées en parallèle tout en maintenant l'extrémité des résonateurs en circuit ouvert (là où le champ électrique est fort) afin d'ajuster la longueur électrique de ces résonateurs. Quant au réglage de la bande passante, il a pu également être réalisé avec les mêmes capacités placées en série entre les résonateurs et en parallèle au niveau des lignes d'accès.

Ce filtre est intégré dans un substrat (Rogers RO 5880) de permittivité relative ($\epsilon_r=2.2$) et de tangente de pertes ($\tan(\delta)=0.0009$), d'une épaisseur de 787 μm . En ce qui concerne les capacités, elles possèdent une résistance interne de 3.5 Ω et un réseau de polarisation résistif intégré ($R_p=200 \text{ k}\Omega$) rendant facile leur polarisation DC. Ces capacités possèdent une plage de variation comprise entre 0.35 pF et 2.1 pF pour une tension DC comprise entre 24 V et 0 V.

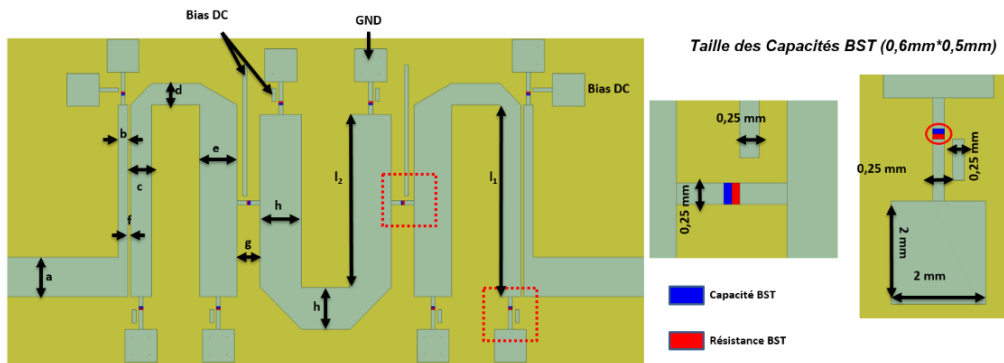


Figure 79 : Modèle EM du filtre Hairpin.

Dans un premier temps, les dimensions fixes de la structure sont optimisées afin que la fréquence centrale de filtre soit égale à 2.75 GHz et que la bande passante soit égale à 240 MHz. Lors de cette première optimisation, aucune analyse de sensibilité n'est effectuée sur les capacités BST. Elles sont alors fixées autour de leurs valeurs minimales de 0.35 pF. Les dimensions optimales obtenues ainsi que la réponse fréquentielle de filtre acquise après cette première optimisation sont présentées dans la figure (80). Une fréquence centrale de 2.75 GHz et une bande passante de 263 MHz ont été obtenues. Cette réponse fait référence à l'état initial de la prochaine itération.

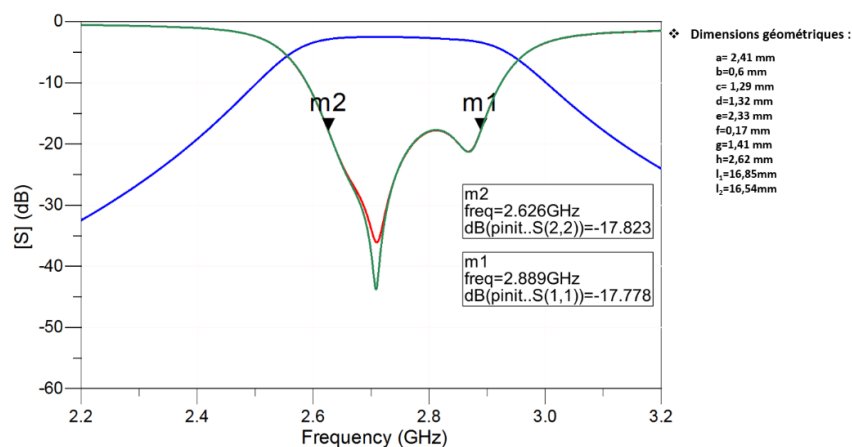


Figure 80: Etat initial avant réglage analogique.

Dans un second temps, une deuxième optimisation dans le domaine de variation des capacités BST a été effectuée pour avoir des réponses suffisamment proches en fréquence centrale toute en gardant la bande passante de filtre relativement constante. Ici, le principe d'optimisation des valeurs des capacités est le même que celui appliqué pour le réglage du filtre volumique précédent. L'optimisation du dispositif a abouti aux résultats illustrés sur la figure (81). Quant aux performances électriques du dispositif, elles sont présentées dans ce tableau 19 :

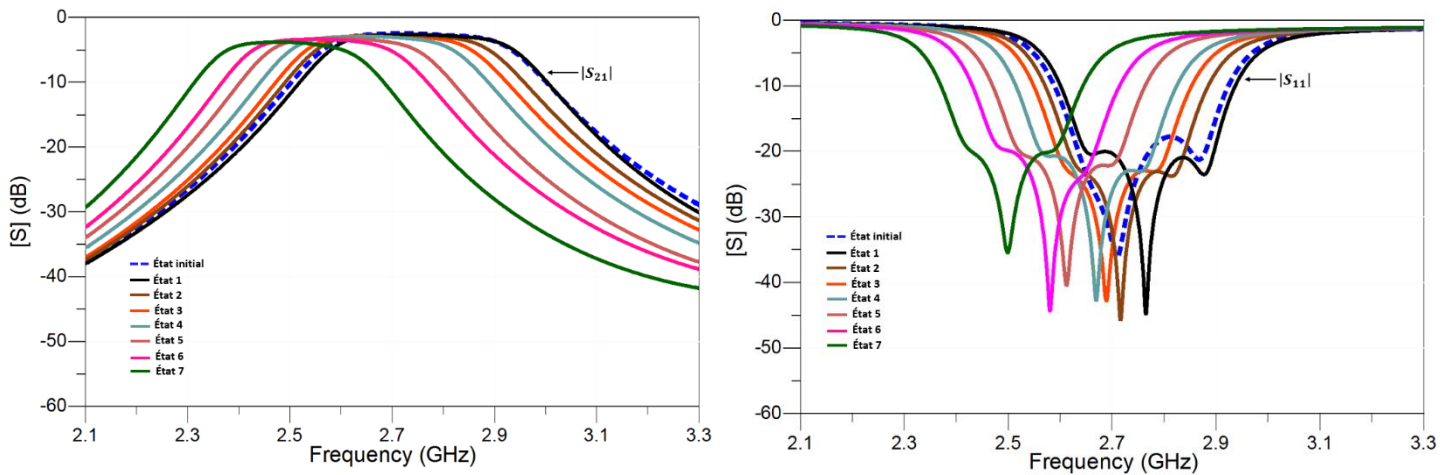


Figure 81: Résultats de réglage analogique.

	f_o (GHz)	BP (MHz)	RL_{max} (dB)	P_{ins} (dB)
État initial	2,77	241	17,8	2,67
État 1	2,73	239	20,1	2,69
État 2	2,7	238	20,3	2,78
État 3	2,68	236	20,4	2,84
État 4	2,65	180	20,3	2,95
État 5	2,61	197	20,1	3,15
État 6	2,57	187	19,2	3,36
État 7	2,505	147	18,8	3,85

Tableau 19: Performances électriques du filtre Hairpin.

A partir de ces résultats, nous pouvons conclure qu'un réglage post-fabrication analogique à la fois sur la fréquence centrale et la bande passante du filtre est possible au prix d'un niveau de perte d'insertion autour de 4 dB.

Etant donné la maîtrise aussi bien de la technologie de réalisation des filtres planaires

que celle de dépôt des composants SMD, et à l'image des tests de réglage présentés dans le chapitre précédent, il aurait été souhaitable de réaliser un banc de réglage utilisant des commandes analogiques. Néanmoins, nous nous sommes limités à quelques tests de réglage virtuel, l'objectif étant d'élargir l'applicabilité de la méthode de réglage sur des technologies planaires.

IV.5. Conclusion

Nous avons présenté dans ce première partie le réglage post-fabrication d'un filtre volumique accordable doté d'une bande passante, la procédure a permis d'améliorer simultanément et discrètement le comportement du filtre autour de ses multiples états de réglage, puis nous avons présenté un réglage virtuel d'un filtre planaire accordable dont la méthode converge rapidement vers les réponses objectives.

Conclusion générale

Ces travaux de thèse ont visé à explorer une procédure de réglage post-production automatique. Cette procédure de réglage est basée sur l'optimisation d'un modèle équivalent du filtre, Ce modèle équivalent est créé à partir d'une matrice de couplage paramétrée. Chaque coefficient de cette matrice est exprimé en fonction de l'ensemble des positions des vis de réglage. Afin d'obtenir les spécifications requises du filtre, les profondeurs optimales des vis sont déterminées à partir d'une optimisation rapide d'un modèle équivalent dans l'environnement de simulateur ADS.

Cette approche de réglage a été appliquée sur diverses fonctions de filtrage de cahier des charges et de topologies de couplage différentes. L'approche a également été appliquée au réglage d'une chaîne de filtres de même topologie en production, en réutilisant les sensibilités des vis de réglage extraire sur un premier filtre, dans un objectif d'éviter d'avoir à renouveler la procédure d'apprentissage.

Les différents tests entrepris dans ce travail prouvent que le processus d'accord est très général et est complètement indépendant du type de filtre à résonateurs couplés, de sa technologie. Il présente un temps de réglage moyen de 10 min par itération.

La méthode d'accord proposée est robuste puisqu'elle fonctionne bien pour les cas légèrement et fortement déréglés. En outre, elle peut effectuer le réglage après fabrication sans tenir compte des pertes dans les cavités du filtre et qu'elle ne nécessite aucun pré-réglage initial.

La méthode d'accord automatique que nous avons proposée permet de réduire le temps d'accord, et d'atteindre des niveaux de correction de réponse plus élevés que ceux obtenus par des opérateurs humains, comme nous l'avons démontré à travers les différents exemples présentés. Il convient également d'ajouter que pour la production d'équipements pour les stations de base 5G, ou pour les satellites sur des orbites plus basses, l'utilisation de technologies " low cost " doit être privilégiée. Il est plus intéressant alors de combiner une technologie à bas coût et un processus de réglage automatique, que d'utiliser une technologie plus précise mais avec de coût plus élevé. On pense ainsi que cette approche pourrait avoir une contribution significative dans les robots régleur automatique des filtres passe-bande micro-ondes.

Le premier chapitre a décrit tout d'abord le contexte général sur lequel s'appuie l'intégralité de ce travail de thèse, à savoir, les enjeux techniques des nouvelles constellations et leurs besoins en termes de performance de filtrage hyperfréquence, puis le besoin de réglage post-fabrication automatique. La deuxième partie de ce chapitre introduit les aspects théoriques liés à la synthèse des filtres, intégrant notamment la notion de matrice de couplage.

Le deuxième chapitre a été consacré à une étude bibliographique sur les méthodes de réglage post-fabrication et les bancs de réglage automatique. L'étude bibliographique a montré d'une part que le réglage manuel est devenu une source potentielle de risque pour le délai et le coût de livraison, et qu'il est perçu comme un facteur handicapant la production des industries spatiales, en particulier le réglage des filtres RF fortement sélectifs. D'autre part, les méthodes de réglage post-fabrication automatiques utilisant un modèle de filtre, l'extraction et l'optimisation de la matrice de couplage, sont privilégiées dans le milieu industriel, car elles assurent un meilleur compromis entre la précision de réglage et la durée totale de réglage post-fabrication. Par la suite, la deuxième partie de ce chapitre introduit la méthode de réglage utilisée dans ces travaux avec quelques points clés, à savoir:

- Possibilité de réutiliser le modèle équivalent créé en passant d'une itération d'optimisation à une autre. Typiquement, 1 à 3 itérations d'optimisation sont nécessaires, avec la création d'un modèle pour chaque itération. Au cas où il n'y aurait pas de réutilisation des données d'apprentissage, le modèle peut requérir jusqu'à 10 minutes pour sa création.
- Possibilité d'adresser un grand nombre de topologies (toutes les topologies dites à matrice de coupage unique) grâce à la versatilité de l'approche par matrice de couplage.

Nous avons présenté également, dans la seconde partie de ce chapitre, une première version d'un banc de réglage automatique, ainsi que testé ses résultats de réglage post-fabrication sur un filtre Tchebychev 3-pôles. Puis la procédure a été étendue au réglage d'un second filtre de même nature, en utilisant les sensibilités des vis de réglage extraites sur le filtre précédent, dans un objectif d'éviter d'avoir à renouveler la procédure d'apprentissage.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté l'intérêt du réglage post-fabrication automatique sans prendre en considération les pertes du filtre (les pertes du filtre réel sont virtuellement effacées). En effet, les algorithmes ne sont alors plus gênés par ces pertes qui déforment les réponses et diminuent la qualité des optimisations réalisées. Puis, nous avons présenté les résultats de réglage d'un filtre elliptique 4-pôles bimodal en partant de deux états initiaux différents du filtre (état initial légèrement et fortement dérégulé afin de démontrer d'une part la possibilité de réutiliser le modèle équivalent créé en passant d'une itération d'optimisation à une autre, et d'intégrer d'autre part une forme d'intelligence artificielle pour atteindre des temps de réglage très réduits). A la suite, nous avons testé la versatilité de notre méthode à travers réglage automatique de deux filtres coaxiaux Combine avec une topologie repliée, dans une technologie différente. La méthode de réglage a été finalement comparée aux méthodes de réglage post-fabrication présentées dans le deuxième chapitre.

Dans le quatrième chapitre, Nous avons exposé le réglage automatique d'un filtre volumique large bande, accordable en fréquence centrale. Nous avons testé ici la robustesse de l'approche de réglage à fournir simultanément et automatiquement des réponses accordables en fréquence et en bande passante. Cette caractéristique de réglage simultanée autour des multi-gabarits de filtre est difficilement atteignable avec un réglage manuel.

En perspective, cette approche de réglage post-réalisation automatique peut être appliquée à des ensembles plus larges de dispositifs hyperfréquences. Il s'agira de par exemple de tester la technique de réglage lorsque le filtre est intégré à l'intérieur d'une chaîne RF ou d'un sous-système (Filtre en cascade entre un amplificateur et une antenne par exemple). Lorsqu'un filtre est intégré dans un module de communication incorporant des fonctions d'amplification et/ou de rayonnement, le dispositif doit faire face, en amont et/ou en aval, aux problèmes de connectique qui sont difficilement contrôlables aux hautes fréquences, ou par exemple à la dispersion des performances électriques des amplificateurs. Ces imperfections impactent les performances du module RF, en générant, par exemple, un gain d'amplification ou de rayonnement non plat dans la bande de fréquence à laquelle le module RF est alloué. Il s'agit alors de compenser par le dispositif de filtrage ces imperfections, en introduisant au niveau du filtre des distorsions de phase et de module constructives. Des bases théoriques doivent être réfléchies pour définir le domaine dans lequel le

filtre peut compenser ces imperfections. La mise en place de tels processus nécessite par ailleurs d'adapter les méthodes de test au niveau des modules.

Par ailleurs, il est intéressant de mener ces études génériques de réglage d'un filtre sur des impédances complexes et dispersives dans un cadre de co-conception de fonctions, antenne et filtre, amplificateur et filtre. Chacune des fonctions n'est alors plus adaptée à une charge commune, 50 ohms généralement, à ses accès, ce qui donne des degrés de libertés supplémentaires au concepteur.

Références bibliographiques

- [1] E. Universalis, « JACQUES BLAMONT, Le scientifique et l'espace », *Encyclopædia Universalis*. <https://www.universalis.fr/encyclopedie/jacques-blamont/1-le-scientifique-et-l-espace/> (consulté le 28 septembre 2021).
- [2] « Satellite Communications Systems par Gerard Maral | Occasion | 9780471496540 | World of Books ». https://www.worldofbooks.com/fr-fr/livres/gerard-maral/satellite-communications-systems/9780471496540?gclid=EAlalQobChMIqa6d0Jei8wIV-v3VCh1s7weQEAQYASABEGKJvFD_BwE#GOR006302490 (consulté le 28 septembre 2021).
- [3] C. Kudsia, R. Cameron, et W.-C. Tang, « Innovations in microwave filters and multiplexing networks for communications satellite systems », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 40, n° 6, p. 1133-1149, juin 1992, doi: 10.1109/22.141345.
- [4] F. WEBSTER, « The Information Society Revisited », janv. 2006, doi: 10.4135/9781446211304.n22.
- [5] « Quels sont les nouveaux services spatiaux commerciaux ? », *Polytechnique Insights*. <https://www.polytechnique-insights.com/dossiers/espace/conquete-de-mars-fantasme-ou-projet-realiste/quelle-place-pour-leurope-dans-la-conquete-spatiale/> (consulté le 28 septembre 2021).
- [6] L. TERIA, « Positionnement par satellites GNSS, GPS, GALILEO... Comment ça marche ? », *TERIA*, 20 janvier 2020. <https://www.reseau-teria.com/2020/01/20/positionnement-par-satellites-gnss-gps-galileo-comment-ca-marche/> (consulté le 28 septembre 2021).
- [7] « Copernicus_Brochure_FR_WEB.pdf ». Consulté le: 28 septembre 2021. [En ligne]. Disponible sur: https://www.copernicus.eu/sites/default/files/documents/Brochure/Copernicus_Brochure_FR_WEB.pdf
- [8] *Le nouvel âge spatial - De la Guerre froide au New Space - CNRS Editions*. Consulté le: 28 septembre 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.cnrseditions.fr/catalogue/physique-et-astrophysique/le-nouvel-age-spatial/>
- [9] « La Conquête du ciel ». <https://madelen.ina.fr/serie/la-conquete-du-ciel> (consulté le 28 septembre 2021).
- [10] « Qui est Inmarsat? Qui est Iridium? Qui est Globalstar? », *Advanced Tracking*. <https://www.advanced-tracking.com/blogs/news/qui-est-inmarsat-qui-est-iridium-qui-est-globalstar> (consulté le 28 septembre 2021).
- [11] « Les différences entre la 3G et la 4G - SFR Business », *SFR*. <https://www.sfrbusiness.fr/a-propos/reseau-tres-haut-debit/difference-3g-4g/> (consulté le 28 septembre 2021).
- [12] S. Chen, S. Sun, et S. Kang, « System integration of terrestrial mobile communication and satellite communication —the trends, challenges and key technologies in B5G and 6G », *China Commun.*, vol. 17, n° 12, p. 156-171, déc. 2020, doi: 10.23919/JCC.2020.12.011.
- [13] « Lancement réussi pour les satellites O3b : la constellation MEO de SES s'agrandit | SES ». <https://www.ses.com/fr/press-release/lancement-reussi-pour-les-satellites-o3b-la-constellation-meo-de-ses-sagrandit> (consulté le 28 septembre 2021).
- [14] « Les 4 derniers satellites de la constellation O3b en orbite », *Thales Group*. <https://www.thalesgroup.com/fr/monde/espace/press-release/4-derniers-satellites-constellation-o3b-orbite> (consulté le 28 septembre 2021).

- [15] « Internet par satellite : la constellation Starlink de Musk suscite des résistances en France », *Le Monde.fr*, 17 mars 2021. Consulté le: 28 septembre 2021. [En ligne]. Disponible sur: https://www.lemonde.fr/economie/article/2021/03/17/internet-par-satellite-la-constellation-starlink-de-musk-suscite-des-resistances-en-france_6073434_3234.html
- [16] « OneWeb's Big Announcement Should Quiet Doubters », *SpaceNews*, 25 juin 2015. <https://spacenews.com/news-analysis-onewebs-big-announcement-should-quiet-doubters/> (consulté le 28 septembre 2021).
- [17] I. A. Federation, « IAF: The IAF Space Economic Platform (ISEP) ». [https://www.iafastro.org/activities/the-iaf-space-economic-platform-\(isep\).html](https://www.iafastro.org/activities/the-iaf-space-economic-platform-(isep).html) (consulté le 28 septembre 2021).
- [18] « Airbus atterrit à Cap Canaveral pour installer la première usine à satellites au monde », *Capital.fr*, 21 avril 2016. <https://www.capital.fr/entreprises-marches/airbus-atterrit-a-cap-canaveral-pour-installer-la-premiere-usine-a-satellites-au-monde-1120482> (consulté le 28 septembre 2021).
- [19] « Thales Alenia Space sélectionné par Telesat pour construire la constellation Lightspeed, constituée de 298 satellites en orbite basse », *Thales Group*. <https://www.thalesgroup.com/fr/monde/espace/press-release/thales-alenia-space-selectionne-telesat-construire-constellation> (consulté le 28 septembre 2021).
- [20] « Projet Kuiper : Amazon envisage sa propre constellation de satellites ». <https://www.air-cosmos.com/article/projet-kuiper-amazon-envisage-sa-propre-constellation-de-satellites-297> (consulté le 28 septembre 2021).
- [21] C.-C. Su, « Microwave Engineering, 4th Edition », Consulté le: 28 septembre 2021. [En ligne]. Disponible sur: https://www.academia.edu/16822768/Microwave_Engineering_4th_Edition
- [22] A. Périgaud, S. Bila, O. Tantot, N. Delhote, et S. Verdeyme, « 3D printing of microwave passive components by different additive manufacturing technologies », in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, juill. 2016, p. 1-4. doi: 10.1109/IMWS-AMP.2016.7588328.
- [23] « Fused Deposition Modeling - an overview | ScienceDirect Topics ». <https://www.sciencedirect.com/topics/materials-science/fused-deposition-modeling> (consulté le 28 septembre 2021).
- [24] J. Saucourt *et al.*, « Design of 3D printed plastic modular filters », in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, oct. 2016, p. 369-372. doi: 10.1109/EuMC.2016.7824355.
- [25] A. Lindner, H. Kugler, et E. Biebl, « Manual filter tuning by cloning frequency domain data », in *2007 European Microwave Conference*, oct. 2007, p. 329-331. doi: 10.1109/EUMC.2007.4405193.
- [26] F. Seyfert et S. Bila, « General synthesis techniques for coupled resonator networks », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 8, n° 5, p. 98-104, oct. 2007, doi: 10.1109/MMW.2007.4383440.
- [27] A. Périgaud, « Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 GHz à l'aide des technologies multicouches », thesis, Limoges, 2009. Consulté le: 28 septembre 2021. [En ligne]. Disponible sur: <http://www.theses.fr/2009LIMO4011>
- [28] F. Seyfert, « Méthodes analytiques pour la conception et le réglage de dispositifs micro-ondes », thesis, UCA ; Université Côte d'Azur, 2019. Consulté le: 28 septembre 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://hal.inria.fr/tel-02444432>

- [29] B. Koh, B. Lee, S. Nam, T.-H. Lee, et J. Lee, « Integration of Interresonator Coupling Structures With Applications to Filter Systems With Signal Route Selectivity », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, n° 9, p. 2790-2803, sept. 2016, doi: 10.1109/TMTT.2016.2586473.
- [30] J. Lee, E. J. Naglich, H. H. Sigmarsson, D. Peroulis, et W. J. Chappell, « Tunable Inter-Resonator Coupling Structure With Positive and Negative Values and Its Application to the Field-Programmable Filter Array (FPFA) », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, n° 12, p. 3389-3400, déc. 2011, doi: 10.1109/TMTT.2011.2171711.
- [31] « Elon Musk ou la conquête de l'espace », *France Culture*, 27 mai 2020. <https://www.franceculture.fr/sciences/elon-musk-ou-la-conquete-de-lespace> (consulté le 28 septembre 2021).
- [32] P. Zhao et K.-L. Wu, « Model-Based Vector-Fitting Method for Circuit Model Extraction of Coupled-Resonator Diplexers », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, n° 6, p. 1787-1797, juin 2016, doi: 10.1109/TMTT.2016.2558639.
- [33] P. Zhao et K.-L. Wu, « Circuit model extraction for computer-aided tuning of a coupled-resonator diplexer », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, mai 2015, p. 1-3. doi: 10.1109/MWSYM.2015.7166751.
- [34] A. Lindner et E. Biebl, « A Manual Tuning Method for Coupled Cavity Filters », in *2006 European Microwave Conference*, sept. 2006, p. 1340-1342. doi: 10.1109/EUMC.2006.281264.
- [35] F. Seyfert, « Méthodes analytiques pour la conception et le réglage de dispositifs micro-ondes », p. 164.
- [36] J. Bandler et P. Liu, « Automated network design with optimal tolerances », *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 21, n° 2, p. 219-222, mars 1974, doi: 10.1109/TCS.1974.1083831.
- [37] L. Accatino, « Computer-Aided Tuning of Microwave Filters », in *1986 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, juin 1986, p. 249-252. doi: 10.1109/MWSYM.1986.1132161.
- [38] M. H. Chen, « Short-Circuit Tuning Method for Singly Terminated Filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 25, n° 12, p. 1032-1036, déc. 1977, doi: 10.1109/TMTT.1977.1129269.
- [39] G. Pepe, F.-J. Gortz, et H. Chaloupka, « Computer-aided tuning and diagnosis of microwave filters using sequential parameter extraction », in *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535)*, juin 2004, vol. 3, p. 1373-1376 Vol.3. doi: 10.1109/MWSYM.2004.1338824.
- [40] J. Dunsmore, « Tuning band pass filters in the time domain », in *1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.99CH36282)*, juin 1999, vol. 3, p. 1351-1354 vol.3. doi: 10.1109/MWSYM.1999.779638.
- [41] J. Dunsmore, « Advanced Filter Tuning using Time Domain Transforms », in *1999 29th European Microwave Conference*, oct. 1999, vol. 2, p. 72-75. doi: 10.1109/EUMA.1999.338412.
- [42] « time_domain_tuning.pdf ». Consulté le: 13 mai 2022. [En ligne]. Disponible sur: http://www.av.it.pt/medidas/data/Manuais%20&%20Tutoriais/11-%20PNA%20NetWork%20Analyser/CD1/time_domain_tuning.pdf
- [43] G. Pepe, F.- Gortz, et H. Chaloupka, « Computer-aided tuning and diagnosis of microwave filters using sequential parameter extraction », in *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535)*, juin 2004, vol. 3, p. 1373-1376 Vol.3. doi: 10.1109/MWSYM.2004.1338824.

- [44] G. Pepe, F.-Gortz, et H. Chaloupka, « Sequential tuning of microwave filters using adaptive models and parameter extraction », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 1, p. 22-31, janv. 2005, doi: 10.1109/TMTT.2004.839342.
- [45] H.-T. Hsu, H.-W. Yao, K. A. Zaki, et A. E. Atia, « Computer-aided diagnosis and tuning of cascaded coupled resonators filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, n° 4, p. 1137-1145, avr. 2002, doi: 10.1109/22.993417.
- [46] A. E. Williams, R. G. Egri, et R. R. Johnson, « Automatic Measurement of Filter Coupling Parameters », in *1983 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, mai 1983, p. 418-420. doi: 10.1109/MWSYM.1983.1130932.
- [47] A. E. Atia et A. E. Williams, « Nonminimum-Phase Optimum-Amplitude Bandpass Waveguide Filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 22, n° 4, p. 425-431, avr. 1974, doi: 10.1109/TMTT.1974.1128242.
- [48] P. Harscher, R. Vahldieck, et S. Amari, « A novel technique for automated post production filter tuning », in *APMC 2001. 2001 Asia-Pacific Microwave Conference (Cat. No.01TH8577)*, déc. 2001, vol. 2, p. 751-754 vol.2. doi: 10.1109/APMC.2001.985479.
- [49] P. Harscher, S. Amari, et R. Vahldieck, « Computer Diagnosis and Optimization of Microwave Filters », in *2001 31st European Microwave Conference*, sept. 2001, p. 1-4. doi: 10.1109/EUMA.2001.339029.
- [50] P. Harscher, R. Vahldieck, et S. Amari, « Automated filter tuning using generalized low-pass prototype networks and gradient-based parameter extraction », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, n° 12, p. 2532-2538, déc. 2001, doi: 10.1109/22.971646.
- [51] M. Meng et K.-L. Wu, « An Analytical Approach to Computer-Aided Diagnosis and Tuning of Lossy Microwave Coupled Resonator Filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, n° 12, p. 3188-3195, déc. 2009, doi: 10.1109/TMTT.2009.2033868.
- [52] H. Hu et K.-L. Wu, « An adaptive computer-aided design-and-tuning scheme for a predistorted filter with uneven-Q effect », in *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, juin 2013, p. 1-3. doi: 10.1109/MWSYM.2013.6697535.
- [53] P. Zhao et K.-L. Wu, « Model-Based Vector-Fitting Method for Circuit Model Extraction of Coupled-Resonator Diplexers », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, n° 6, p. 1787-1797, juin 2016, doi: 10.1109/TMTT.2016.2558639.
- [54] Y. Zhang, K.-L. Wu, et F. Seyfert, « A Direct Preconditioner for Coupling Matrix Reconfiguration of Bandpass Filters With Irregular Couplings Using Continuation Method », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 69, n° 2, p. 1394-1403, févr. 2021, doi: 10.1109/TMTT.2020.3045991.
- [55] P. Zhao et K.-L. Wu, « Model-Based Vector-Fitting Method for Circuit Model Extraction of Coupled-Resonator Diplexers », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, n° 6, p. 1787-1797, juin 2016, doi: 10.1109/TMTT.2016.2558639.
- [56] A. Rodriguez *et al.*, « Robust optimization and tuning of microwave filters and artificial transmission lines using aggressive space mapping techniques », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, juin 2017, p. 1501-1504. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058909.
- [57] J. C. Melgarejo, J. Ossorio, S. Cogollos, M. Guglielmi, V. E. Boria, et J. W. Bandler, « On Space Mapping Techniques for Microwave Filter Tuning », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 67, n° 12, p. 4860-4870, déc. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2944361.
- [58] V. Miraftab et R. R. Mansour, « Automated Microwave Filter Tuning by Extracting Human Experience in Terms of Linguistic Rules using Fuzzy Controllers », in *2006 IEEE MTT-S*

- International Microwave Symposium Digest*, juin 2006, p. 1439-1442. doi: 10.1109/MWSYM.2006.249541.
- [59] V. Meraftab et R. R. Mansour, « Computer-aided tuning of microwave filters using fuzzy logic », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, n° 12, p. 2781-2788, déc. 2002, doi: 10.1109/TMTT.2002.805291.
- [60] C. Kwak, M. Uhm, I. Yom, et H. J. Eom, « Automated Microwave Filter Tuning Using Curve Similarity and Weighted Least Squares », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 22, n° 10, p. 539-541, oct. 2012, doi: 10.1109/LMWC.2012.2218585.
- [61] J. J. Michalski, « ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS APPROACH IN MICROWAVE FILTER TUNING », *Prog. Electromagn. Res. M*, vol. 13, p. 173-188, 2010, doi: 10.2528/PIERM10053105.
- [62] T. Cegielski et J. Michalski, « Heuristic methods for automated microwave filter tuning », in *MIKON 2008 - 17th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, mai 2008, p. 1-4.
- [63] Z. Wang, J. Yang, J. Hu, W. Feng, et Y. Ou, « Reinforcement learning approach to learning human experience in tuning cavity filters », in *2015 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO)*, déc. 2015, p. 2145-2150. doi: 10.1109/ROBIO.2015.7419091.
- [64] T. Kacmajor et J. J. Michalski, « Application of Gray generalised codes in the process of collecting learning vectors of artificial neural networks for the purpose of automatic filter tuning », in *2012 19th International Conference on Microwaves, Radar Wireless Communications*, mai 2012, vol. 2, p. 467-470. doi: 10.1109/MIKON.2012.6233561.
- [65] « An Original Technique for Computer-Aided Tuning of Microwave Filters | IEEE Conference Publication | IEEE Xplore ». <https://ieeexplore.ieee.org/document/4140094> (consulté le 13 mai 2022).
- [66] M. Kahrizi, S. Safavi-Naeini, et S. K. Chaudhuri, « Computer diagnosis and tuning of microwave filters using model-based parameter estimation and multi-level optimization », in *2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.00CH37017)*, juin 2000, vol. 3, p. 1641-1644 vol.3. doi: 10.1109/MWSYM.2000.862292.
- [67] A. Périgaud, S. Bila, O. Tantot, N. Delhote, et S. Verdeyme, « 3D printing of microwave passive components by different additive manufacturing technologies », in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, juill. 2016, p. 1-4. doi: 10.1109/IMWS-AMP.2016.7588328.
- [68] J. C. Melgarejo, M. Guglielmi, S. Cogollos, et V. E. Boria, « Space Mapping for Tuning Microwave Waveguide Filters », in *2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, juin 2019, p. 353-356. doi: 10.1109/MWSYM.2019.8700926.
- [69] A. Rodriguez *et al.*, « Robust optimization and tuning of microwave filters and artificial transmission lines using aggressive space mapping techniques », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, juin 2017, p. 1501-1504. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058909.
- [70] J. Meng, S. Koziel, J. W. Bandler, M. H. Bakr, et Q. S. Cheng, « Tuning space mapping: A novel technique for engineering design optimization », in *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, juin 2008, p. 991-994. doi: 10.1109/MWSYM.2008.4633001.

- [71] J. C. Melgarejo, J. Ossorio, S. Cogollos, M. Guglielmi, V. E. Boria, et J. W. Bandler, « On Space Mapping Techniques for Microwave Filter Tuning », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 67, n° 12, p. 4860-4870, déc. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2944361.
- [72] « Advanced microwave modeling framework exploiting automatic model generation, knowledge neural networks, and space mapping | IEEE Journals & Magazine | IEEE Xplore ». <https://ieeexplore.ieee.org/document/1209269> (consulté le 13 mai 2022).
- [73] A. R. Mirzai, C. F. N. Cowan, et T. M. Crawford, « Intelligent alignment of waveguide filters using a machine learning approach », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 37, n° 1, p. 166-173, janv. 1989, doi: 10.1109/22.20035.
- [74] Z. Wang, Y. Ou, X. Wu, et W. Feng, « Continuous Reinforcement Learning With Knowledge-Inspired Reward Shaping for Autonomous Cavity Filter Tuning », in *2018 IEEE International Conference on Cyborg and Bionic Systems (CBS)*, oct. 2018, p. 53-58. doi: 10.1109/CBS.2018.8612197.
- [75] Y. Zhang, H. Meng, et K.-L. Wu, « A Hybrid Genetic Algorithm for Robot Automatic Tuning of Microwave Filters », in *2020 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*, sept. 2020, p. 1-3. doi: 10.1109/IWS49314.2020.9360070.
- [76] C. Zhang, J. Jin, W. Na, Q.-J. Zhang, et M. Yu, « Multivalued Neural Network Inverse Modeling and Applications to Microwave Filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 66, n° 8, p. 3781-3797, août 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2841889.
- [77] V. Boria, M. Guglielmi, et P. Arcioni, « Accurate CAD for dual mode filters in circular waveguide including tuning elements », in *1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, juin 1997, vol. 3, p. 1575-1578 vol.3. doi: 10.1109/MWSYM.1997.596650.
- [78] J. B. Ness, « A unified approach to the design, measurement, and tuning of coupled-resonator filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, n° 4, p. 343-351, avr. 1998, doi: 10.1109/22.664135.
- [79] J. W. Bandler et A. E. Salama, « Functional Approach to Microwave Postproduction Tuning », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 33, n° 4, p. 302-310, avr. 1985, doi: 10.1109/TMTT.1985.1133076.
- [80] S. Koziel et J. W. Bandler, « Low-cost dimension scaling and tuning of microwave filters using response features », in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, mai 2016, p. 1-3. doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540403.
- [81] E. Laplanche, « Filtres à forts facteurs de qualité accordables continument », p. 132, 2019.

Attention, ne supprimez pas le saut de section suivant (page suivante non numérotée)

[Résumé]

De nouveaux besoins dans le domaine d'internet par satellite à l'échelle globale ont conduit les industriels du secteur à se pencher sur la fabrication de milliers de satellites en mettant en place des chaînes de conception et de calibration automatiques. Le réglage post-fabrication de filtres microondes assisté par ordinateur intervient dans ce processus afin d'adapter et d'améliorer leurs performances fréquentielles avant leur intégration dans les charges utiles des satellites.

Cette thèse est centrée sur le développement de procédures de réglage génériques et automatisées pour des filtres hyperfréquences fabriqués par différentes technologies (fabrication additive, filtres en cavités, filtres planaires) et s'intéresse plus particulièrement à la création des procédures et modèles standardisés accompagnant l'optimisation et le réglage de filtres accordables. Le but final recherché est de mettre en place et valider sur des cas pratiques ces outils logiciels afin de procéder à l'application de ces concepts et procédures éprouvées de réglage sur des systèmes robotisés ou sur le pilotage dynamique de filtres accordables.

Dans un premier temps, le présent manuscrit adresse le contexte général sur lequel s'appuie l'intégralité de ce travail de thèse et met l'accent sur l'état de l'art des procédures de réglage post-réalisation automatique présentés dans la littérature scientifiques. Dans un second temps, des études sont présentés portant sur le réglage post-réalisation automatique des filtres volumiques de diverses spécifications et de topologies de couplage. La dernière partie présente le réglage assisté par ordinateur d'un filtre volumique et d'un filtre planaire accordable.

Mots-clés : Réglage assisté par ordinateur, banc de réglage, matrice de couplage, filtre hyperfréquence, filtre accordable.

Abstract

New needs in the field of global scale Internet by satellite have led the industry to focus on the manufacturing of thousands of satellites by setting up automatic design and calibration chains. Computer-aided post-fabrication tuning is used in this technology to adapt and improve the frequency performance of microwave filters before satellites are launched into orbit.

This thesis focuses on the development of generic and automated tuning procedures for microwave filters manufactured by different technologies (additive manufacturing, cavity filters, planar filters) and more particularly in the creation of standardized procedures and models accompanying the optimization and tuning of tunable filters. The final goal is to implement and validate on practical cases these software tools in order to proceed to the application of these concepts and proven tuning procedures on robotized systems or on the dynamic control of tunable filters.

In a first step, the present manuscript addresses the general context on which the entirety of this thesis work is based and focuses on the state of the art of the post automatic tuning procedures presented in the scientific literature. In a second part, studies are presented on the automatic post-tuning of volume filters of various specifications and coupling topologies. The last part presents the computer-aided tuning of a volume filter and a tunable planar filter.

Keywords: Computer-assisted tuning, tuning bench, coupling matrix, microwave filter, tunable filter.

