



Filtres hyperfréquences reportés en surface, à fort facteur de qualité et compensés en température

Thibault Charlet

► To cite this version:

Thibault Charlet. Filtres hyperfréquences reportés en surface, à fort facteur de qualité et compensés en température. Electronique. Université de Limoges, 2021. Français. NNT : 2021LIMO0010 . tel-03171738

HAL Id: tel-03171738

<https://theses.hal.science/tel-03171738>

Submitted on 17 Mar 2021

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

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

Université de Limoges

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

Institut de Recherche Xlim, UMR CNRS n°7252

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

Présentée et soutenue par
Thibault CHARLET

Le 15 janvier 2021

**Filtres hyperfréquences reportés en surface, à fort facteur de
qualité et compensés en température**

Thèse dirigée par Serge Verdeyme et Olivier Tantot

JURY :

Président

M. Pierre-Marie Geffroy, Directeur de recherche CNRS, Université de Limoges

Rapporteurs

M. Cédric Quendo, Professeur, Université de Bretagne Occidentale

M. Bruno Sauviac, Professeur, Université de Saint Etienne

Examineurs

M. David Névo, Ingénieur, Thales Alénia Space

M. Serge Verdeyme, Professeur, Université de Limoges

M. Olivier Tantôt, Maître de conférences, Université de Limoges

Invités

M. Damien Pacaud, Ingénieur, Thales Alénia Space

M. Ludovic Carpentier, Ingénieur, CNES

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

M. Raphaël Sommet, Chargé de recherches, Laboratoire Xlim

Dans les sciences, le chemin est plus important que le but. Les sciences n'ont pas de fin.
Erwin Chargaff

Remerciements

Ces travaux sont issus d'une collaboration entre l'institut XLIM et Thales Alenia Space, ils ont été effectués à la faculté des Sciences de l'Université de Limoges, au laboratoire XLIM, dirigé par Monsieur Stéphane BILA. J'adresse mes remerciements à Monsieur Nicolas DELHOTE, responsable de l'équipe MACAO, pour m'avoir accueilli dans son équipe de recherche et permis de mener à bien cette thèse.

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur Pierre-Marie GEFFROY, directeur de recherche CNRS à l'Université de Limoges, de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse. Je remercie également Monsieur Bruno SAUVIAC, Professeur à l'Université de Saint Etienne, et Monsieur Cedric QUENDO, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale, pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Je remercie également Monsieur Ludovic CARPENTIER, ingénieur au CNES, d'avoir accepté l'invitation de participer au jury. J'adresse mes remerciements à Monsieur David NEVO et Monsieur Damien PACAUD, ingénieurs à Thales Alenia Space, pour avoir suivi mon travail au cours de ces dernières années et pour leurs conseils et discussions lors des réunions. Je remercie Monsieur Raphaël SOMMET, chargé de recherche au laboratoire Xlim, d'avoir participer au jury et pour son aide et ses échanges au sujet de la simulation multiphysique.

J'adresse tout particulièrement mes profonds remerciements à Monsieur Serge VERDEYME, Professeur à l'Université de Limoges, et Monsieur Olivier TANTOT, Maître de Conférence à l'Université de Limoges, pour avoir encadré cette thèse, ainsi qu'à M. Nicolas DELHOTE, qui a suivi et participé activement au déroulement de mes travaux. Leur enseignement puis leur accompagnement ont rendu possible l'accomplissement de ces études. Je les remercie pour leur expérience et leurs connaissances qu'ils ont su me partager et qui m'ont permis de progresser, toujours dans une ambiance très sympathique.

De plus, j'aimerais remercier l'ensemble des personnes qui ont aussi contribué à la réussite de cette thèse : Madame Marie-Claude LEROUGE, secrétaire au Laboratoire Xlim, Monsieur Damien PASSERIEUX et Monsieur Clément HALLEPEE, ingénieurs de la salle d'instrumentation PLATINOM à Xlim et aussi l'équipe de l'atelier de mécanique du laboratoire, dont Monsieur Pierre-Olivier MARTIN et Monsieur Ludovic RAINAUD. Toutes ces personnes m'ont permis de travailler dans des bonnes conditions et de faire avancer efficacement mes activités professionnelles.

Je remercie également vivement tous les doctorants de l'équipe avec qui j'ai partagé de bons moments : Julien pour tous les bons gâteaux, Joseph pour les tours de vélo et André pour être toujours de bonne humeur. Merci aussi à Etienne, Anthony, Ali, Chaimaa, Oualid et à tous pour la bonne ambiance au quotidien. Je leur souhaite bonne chance dans leur futur parcours.

Je remercie également ma famille, mes parents, mon frère et ma grand-mère, pour avoir toujours eu confiance en moi pour ces longues études. Et enfin je tiens à remercier tout particulièrement Thais pour ces encouragements et son soutien qui m'ont permis d'achever cette thèse. Je lui souhaite aussi le meilleur pour la suite, obrigado Thais !

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.....	19
Chapitre I. Conception de filtres hyperfréquences pour des applications satellitaires	25
I.1. Généralités sur les satellites de télécommunication	27
I.1.1. Présentation des satellites de télécommunication	27
I.1.2. Conception et exploitation du satellite dans son environnement	29
I.1.2.1. Contraintes d'utilisation des satellites.....	29
I.1.2.2. Qualification spatiale des matériaux et équipements.....	32
I.1.3. Tendances actuelles et futures du marché satellitaire	34
I.1.4. Conclusion sur les applications satellitaires.....	36
I.2. Outils associés à la caractérisation et la conception de filtres hyperfréquences	36
I.2.1. Filtres hyperfréquences et contraintes thermiques	36
I.2.1.1. Fonction de filtrage.....	36
I.2.1.2. Contraintes thermiques appliquées aux filtres	38
I.2.2. Méthodes de caractérisation hyperfréquence	39
I.2.2.1. Caractérisation de matériaux diélectriques.....	39
I.2.2.2. Caractérisation de matériaux conducteurs	40
I.2.2.3. Evaluation de la dérive dimensionnelle des matériaux	41
I.2.2.4. Evaluation des changements de permittivité des matériaux	41
I.2.2.5. Evaluation de la dérive fréquentielle d'un résonateur	41
I.2.2.6. Evaluation des performances d'un résonateur	42
I.2.2.7. Conclusion sur la caractérisation.....	42
I.2.3. Simulations et conceptions de filtres sous contraintes thermiques.....	43
I.2.3.1. Simulations multi-physiques.....	43
I.2.3.2. Application à la compensation en température.....	46
I.2.3.3. Conclusion sur la conception multi-physique.....	47
I.3. Filtres utilisés et gestion des contraintes thermiques associées.....	47
I.3.1. Filtres volumiques métalliques.....	47
I.3.2. Filtres à résonateur diélectrique.....	50
I.3.3. Filtres à technologie planaire	53
I.3.3.1. Intégration pour un report sur une carte	53
I.3.3.2. Compensation en température	54
I.3.4. Filtres reportés en surface	56
I.3.5. Conclusion sur les technologies de filtres	59
I.4. Conclusion du chapitre	60
Chapitre II. Étude en température : Caractérisation et Simulation	63
II.1. Mesures et caractérisations en température pour les hyperfréquences.....	65
II.1.1. La mesure en température	65
II.1.2. Caractérisation de matériaux en température	69
II.1.2.1. Permittivité et tangente de pertes.....	69
II.1.2.2. Conductivité	76
II.1.2.3. Coefficient d'expansion thermique	79
II.1.2.4. Conclusion sur la caractérisation de matériaux	80
II.1.3. Caractérisation de résonateurs et de filtres	80
II.1.3.1. Résonateurs.....	81
II.1.3.2. Filtres	83

II.1.4. Conclusion	84
II.2. Simulation multiphysique de dispositifs hyperfréquences.....	85
II.2.1. Principe et mise en œuvre des simulations électro-thermo-mécaniques.....	85
II.2.1.1. Hypothèse de départ.....	85
II.2.1.2. Logiciel de simulation.....	85
II.2.1.3. Procédure de simulation multiphysique	86
II.2.1.4. Simulation électromagnétique paramétrée thermo-mécaniquement.....	91
II.2.2. Proposition de résolution multiphysique.....	95
II.2.3. Conclusion	96
II.3. Conclusion du chapitre.....	96
Chapitre III. Résonateurs reportés compensés en température	99
III.1. Report de résonateurs sur PCB	101
III.1.1. Dispositifs multicouches	102
III.1.2. Report de cavités résonantes évidées	105
III.1.2.1. Technique de report	105
III.1.2.2. Technique d'excitation	105
III.1.2.3. Etude du report de résonateurs volumiques par collage.....	107
III.1.3. Report de cavité pleine	112
III.1.4. Conclusion sur le report de résonateurs	115
III.2. Résonateurs stabilisés en température	115
III.2.1. Exosquelette de résonateur	115
III.2.2. Cavité pleine.....	119
III.2.3. Conclusion	121
III.3. Résonateurs compensés en température.....	121
III.3.1. Résonateur en anneaux empilés type AFSIW	121
III.3.1.1. Concept	121
III.3.1.2. Compensation en température	124
III.3.2. Résonateur diélectrique (RD)	127
III.3.2.1. Concept	127
III.3.2.2. Compensation en température	129
III.4. Conclusion : comparatif des solutions étudiées.....	133
Chapitre IV. Réalisation de filtres reportés, compensés en température.....	137
IV.1. Prérequis à la réalisation de filtres.....	139
IV.1.1. Couplage inter-résonateurs.....	140
IV.1.2. Couplage à l'accès.....	140
IV.1.2.1. Cavité vide reportée.....	141
IV.1.2.2. Résonateur en anneaux empilés	146
IV.1.2.3. Résonateur diélectrique	147
IV.2. Filtres stabilisés en température	147
IV.2.1. Réalisation de filtres à cavité.....	147
IV.2.1.1. Dispositif à 2 pôles reporté	148
IV.2.1.2. Dispositif à 4 pôles reporté	149
IV.2.2. Mesures en température des prototypes	154
IV.3. Filtres compensés en température.....	155
IV.3.1. Résonateurs diélectriques utilisant les échantillons commerciaux E3634.....	155
IV.3.2. Résonateurs diélectriques utilisant les échantillons développés avec le laboratoire Ircer	157

IV.3.3. Mesures en température	161
IV.3.4. Filtre plein reporté en surface.....	161
IV.4. Perspectives.....	163
IV.4.1. Dispositifs à cavité reportée	163
IV.4.1.1. Cavités évidées	163
IV.4.1.2. Cavités reportées	164
IV.4.2. Dispositif à matériaux diélectriques	165
IV.4.2.1. Combinaison de concept : résonateur diélectrique et anneaux empilés	165
IV.4.3. Conclusion et perspectives	166
IV.5. Conclusion du chapitre	166
Conclusion générale.....	169
Références bibliographiques	175
Bibliographie personnelle	184
Annexes	185

Table des illustrations

Figure 1 : satellite de télécommunication Telekom 3S de Thales Alenia Space en condition de test et vue d'un satellite de télécommunication déployé en orbite.....	27
Figure 2 : système de télécommunications par satellite, composantes et bandes de fréquence [2]	29
Figure 3 : déroulement d'un vol Ariane pour le lancement de satellites	30
Figure 4 : Vue du module Exomars dans la chambre de test thermique - vide de Thales Alenia Space à Cannes Source : < Twitter Thales Alenia Space >	31
Figure 5 : exemple d'analyse vibratoire et de modélisation d'une carte électronique et son boîtier [5]	32
Figure 6 : exemple d'analyse et de modélisation thermique d'une carte, d'un équipement électronique et de différents composants en fonctionnement sur la carte [5]	33
Figure 7 : exemple d'analyse radiative des composants d'une carte électronique [5]	34
Figure 8 : vue de la constellation de satellites OneWeb autour de la terre.....	35
Figure 9 : illustration des réponses fréquentielles en transmission de filtres théorique, d'un gabarit et de la réponse réelle	37
Figure 10 : méthodes de mesures de caractéristiques diélectriques classées en fonction de la préparation de l'échantillon, la gamme fréquentielle de caractérisation et l'exactitude pour des matériaux massifs [13].....	40
Figure 11 : principe des simulations électro-thermo-mécaniques découplées	44
Figure 12 : diagramme des étapes de simulation multi-physique électro-thermo-mécanique.....	45
Figure 13 : compensation en température d'un filtre en guide d'onde par lames bimétalliques [39]	46
Figure 14 : schéma d'un résonateur et abaque des variations dimensionnelles et fréquentielles [41]	47
Figure 15 : conception d'un résonateur à cavité circulaire compensé en température (à gauche) et photos de filtres compensés en bande Ku (à gauche) [10].....	48
Figure 16 : structure du résonateur à mode coaxial avec résonateur à marches, corps de la cavité (housing) en aluminium, charge (resonators) en fer, et photo des filtres réalisés [41]	49
Figure 17 : influence de la lame bimétallique sur le champ électrique du mode de résonance (en haut à gauche), photos du filtre et de la vis, et principe d'actuation de la lame [44]	50
Figure 18 : principe du résonateur diélectrique (à gauche et en bas à droite) et utilisation dans une cavité (en haut à droite) [45]	51
Figure 19 : exemple de filtres à résonateur diélectrique pour applications satellitaires en bande Ka, à droite comparaison avec un filtre volumique conventionnel [47].	51
Figure 20 : configurations avec des résonateurs diélectriques reportés sur substrat (à gauche) et compositions et performances de différents matériaux (à droite) [48]	52

Figure 21 : principe du AFSIW et exemple de filtre dans cette technologie [58] (en haut) et photos de dispositifs ESIW où une métallisation latérale est effectuée pour s'affranchir des vias [57] (en bas).....	54
Figure 22 : caractéristiques de substrats RogerCorp testées pour une compensation [63] (en haut à gauche), et réalisation d'un filtre AFSIW compensé (en bas à gauche) s'appuyant sur le travail avec un résonateur [40] (à droite).....	55
Figure 23 : filtres reportés sur PBC par assemblage [65] (à gauche), par report direct [66] (au milieu) et avec les deux processus, report et assemblage [67] (à droite).....	57
Figure 24 : report direct de résonateur diélectrique sur PCB [70] (en haut) et placement des résonateurs autour d'une ligne pour réaliser une fonction de filtrage [71] (en bas)	58
Figure 25 : intégration de cavité volumique avec la technologie SIW [72] (à gauche), excitation par fente d'un filtre volumique [73] (en haut à droite) et report d'un filtre sur une ligne micro ruban [74].....	58
Figure 26 : schéma de montage du banc de mesure de dispositifs passifs en température..	66
Figure 27 : vues de l'installation de mesures.....	66
Figure 28 : Cycle de température appliqué à une cavité cylindrique (en bas) et affichage de la fréquence de résonance et du facteur de qualité à vide pour chaque point de mesure (en haut).....	67
Figure 29 : incertitudes et bruit de mesure sur le relevé d'une fréquence de résonance pour la cavité de la Figure 28, en réflexion (à gauche) et en transmission (à droite).....	68
Figure 30 : illustration des stratégies de mesures en températures selon le dispositif étudié	69
Figure 31 : cavité de caractérisation à 10 GHz (à gauche), représentation des modules du champs électriques des modes TE_{011} dans la cavité avec et sans échantillon à étudier (au milieu et à droite).....	70
Figure 32 : extraction de la permittivité et des pertes du RO4003C (à droite) et du RO4360G2 (à gauche) en température et comparaison avec les données de la fiche constructeur	71
Figure 33 : comportement en température de la permittivité normalisée à 25 °C, comparaison entre les données du constructeur et les extractions avec et sans prise en compte du coefficient d'expansion thermique du matériau pour les substrats RO4003C (à gauche) et RO4360G2 (à droite).....	72
Figure 34 : disposition et représentation de la mise en place expérimentale de la méthode Hakki-Coleman pour la caractérisation de résonateur diélectrique	73
Figure 35 : caractérisation de résonateur diélectrique par méthode en cavité avec un modèle numérique.	74
Figure 36 : comparaison de la méthode de mesure Hakki-Coleman avec la méthode en cavité sur un résonateur diélectrique (alumine compensée partiellement en température). Une variation de +/-5 % sur les dimensions du résonateur est appliquée pour obtenir les incertitudes présentées ici.	74
Figure 37 : évolutions calculées en température de la permittivité de deux échantillons d'alumine avec des compositions différentes.....	76

Figure 38 : cavité de caractérisation à 10 GHz de matériaux conducteurs (à gauche), représentation du mode TE ₀₁₁ avec un échantillon métallique à caractériser (à droite).....	76
Figure 39 : caractérisation de conductivité de matériaux double face avec une cavité cylindrique pour matériau diélectrique (à droite) et représentation des modes TE ₀₁₁ et TE ₀₁₂ en présence de l'échantillon métallique (au milieu et à gauche).....	78
Figure 40 : mesures de conductivité électrique en fonction de la température du cuivre du RO4003C, et de l'aluminium, comparaison entre les différentes cavités utilisées avec du cuivre (à gauche) et résultat de l'aluminium avec la cavité diélectrique (à droite).	78
Figure 41 : extraction en température de la conductivité électrique du cuivre déposé sur les faces d'une plaque d'alumine	79
Figure 42 : principe de mesures de l'épaisseur d'un échantillon avec la cavité cylindrique fendue et suivi dimensionnel en fonction de la température	79
Figure 43 : dérive fréquentielle en fonction de la température des 4 dispositifs d'études	82
Figure 44 : mesures en température d'un filtre Hairpin	84
Figure 45 : simulation d'un changement de température sur un filtre à volets métalliques	84
Figure 46 : vue de l'interface CST (a), simulation électromagnétique (b) et thermique (c) d'un four microonde industriel. Visualisation de l'option « move mesh » permettant d'étirer les mailles existantes d'une structure sans refaire un nouveau maillage (d)	86
Figure 47 : diagramme de simulation électrothermique	87
Figure 48 : vue CAO du dispositif étudié : le dipôle Hairpin (a), champs de température obtenue après simulation (b) et suivi de la fréquence de résonance d'un résonateur à chaque simulation électromagnétique effectuée.	88
Figure 49 : procédure de simulation électro-thermo-mécanique	89
Figure 50 : résonateur Hairpin simulé, avec ses conditions mécaniques (a), champs de déformation obtenu (b) et fréquence de résonance au cours des itérations de la boucle électrothermique (c).	90
Figure 51 : simulation multiphysique simplifiée (a) et appliquée au résonateur planaire en anneau (b).....	90
Figure 52 : Paramétrage en température d'un cylindre constitué d'un matériau caractérisé .	92
Figure 53 : (a) CAO du résonateur planaire, (b) maillage appliqué sur la structure, (d) paramètres S simulés et (c) comparaison de l'évolution de la dérive fréquentielle en température avec ou sans le maillage mobile et par rapport à la mesure en température effectuée.	93
Figure 54 : dérive fréquentielle en fonction de la température, mesurée et simulée, des échantillons de résonateur diélectrique et du résonateur planaire en anneau.....	94
Figure 55 : diagramme de simulation multiphysique avec contrôle du maillage	95
Figure 56 : exemple de techniques d'excitation de ligne micro-ruban avec le substrat RO4003C	101
Figure 57 : conception et fabrication du prototype de cavité multicouches type AFSIW	103

Figure 58 : simulation (en haut), mesures du prototype type AFSIW et rétro-simulation (en bas) avec lame d'air et via sans contact aux plaques de cuivre, tolérance de fabrication, arrondis dans les angles.....	104
Figure 59 : Configuration 1 : excitation par le plan de masse ;.....	106
Figure 60 : champs électromagnétiques des modes TM_{110} et TE_{101} pour une cavité rectangulaire	106
Figure 61 : champs électromagnétiques d'une ligne microruban	107
Figure 62 : cavité rectangulaire excitée par fente, reportée avec de la colle époxy métallique. A gauche, modélisation et photos du dispositif, à droite résultats de simulations et de mesures	108
Figure 63 : technique de centrage par pige et rainure d'évacuation du surplus de colle dans l'épaisseur de la paroi de la cavité.....	108
Figure 64 : simulation large bande de cavités rectangulaires et cylindrique excitées par des lignes de transmission micro-ruban, et détermination des modes excités.....	109
Figure 65 : cavité cylindrique excitée par fente, reportée avec de la colle époxy métallique. A gauche : modélisation et photos du dispositif. A droite : résultats de simulations et de mesures	109
Figure 66 : problématique du report, comparaison des cavités carrées reportées, avec et sans colle, visualisation des champs des modes excités.....	112
Figure 67 : CAO du dispositif et vue des modes électriques planaire et volumique pour le couplage des structures (à gauche), simulation du concept avec une alumine standard (à droite).....	113
Figure 68 : cavité pleine en alumine reportée de notre étude, collée sur les côtés avec de la colle époxy (à gauche) et simplement posée sur le substrat d'accueil (à droite).....	113
Figure 69 : simulation des courants de surface sans (haut) et avec gap d'air (bas) (0.02 mm)	114
Figure 70 : mesure de la cavité posée sans colle ($QI=50$) et retro-simu avec gap d'air et mauvaise métallisation ($QI = 95$)	114
Figure 71 : vue CAO (a), prototype en aluminium (b), et comparaison de la simulation avec la mesure de la réponse en fréquence, mode TE_{101} suivi en température	115
Figure 72 : dérive fréquentielle de la cavité en aluminium reportée, mesure et modélisation	116
Figure 73 : modélisation de la cavité en température, paramétrage des différentes dilatations thermiques	117
Figure 74 : évolution de la fréquence de résonance des dispositifs en fonction de la température.....	118
Figure 75 : présentation des dispositifs tests, en aluminium (a), en alumine métallisée cuivre (b), et en cordierite métallisée argent jetmetal (c). A droite, comparaison des facteurs de qualité à vide des prototypes.....	119

Figure 76 : recherche de la variation optimale de permittivité pour compenser la dilatation thermique sur un résonateur cubique en alumine diélectrique par simulation multiphysique	120
Figure 77 : mode TE_{011} (en haut) et principe de la cavité en anneaux empilés multicouches (en bas)	122
Figure 78 : Plans CAO de la cavité en anneaux empilés	123
Figure 79 : Simulation et mesure de la cavité, photo du prototype assemblé	123
Figure 80 : vue de la couche avec un anneau diélectrique inséré dans la cavité pour réaliser la compensation en température	124
Figure 81 : étude de la compensation à partir des mesures des différentes tailles d'insert	125
Figure 82 : dérive fréquentielle du prototype de résonateur en anneaux empilés pour toutes les profondeurs d'insert en RO4360G2	126
Figure 83 : conception du dispositif de résonateur diélectrique reporté sur substrat	127
Figure 84 : technique de couplage du résonateur et mode $TE_{01\delta}$ excité	128
Figure 85 : (a) composants du dispositif : substrat, cavité en aluminium, et résonateur diélectrique ; (b) premier assemblage : résonateur + cavité ; (c) vue des piges de centrage ; (d) dispositif final, et à droite : comparaison simulation mesure	129
Figure 86 : vue du prototype et mesure en température pour chaque échantillon disponible	130
Figure 87 : vue du prototype à 11 GHz et de ses paramètres S	131
Figure 88 : paramétrage de la simulation multiphysique	131
Figure 89 : Validation de la compensation, dérive fréquentielle en simulation et mesure du prototype de cavité à RD	132
Figure 90 : évolution en température des Q_0 des 3 prototypes, RD Ircer, E3034 et 3634 ...	132
Figure 91 : connexions mises en jeu dans le cadre de filtres reportés en surface	139
Figure 92 : couplage inter-résonateur pour des résonateurs volumiques (a), des résonateurs en anneaux empilés (b) et des résonateurs diélectriques (c)	140
Figure 93 : évolution du Q_{ext} en fonction de l'insertion de la ligne dans la cavité carrée et vue CAO de la structure simulée	141
Figure 94 : étapes de transformation de mode de la transition avec le champ électrique ...	142
Figure 95 : simulation de la transition optimisée et réponse en fréquence	142
Figure 96 : évolution du Q_{ext} en fonction de la largeur d'iris et vue CAO de la simulation ...	143
Figure 97 : photos des transitions en aluminium et en alumine ; vue de la répartition de la colle après décollage	144
Figure 98 : comparaison des mesures de la transition collée et en pression avec la rétro-simulation intégrant une lame d'air perturbatrice	145
Figure 99 : évolution du Q_{ext} en fonction des dimensions de la fente sous la ligne	146
Figure 100 : facteur de qualité externe d'un résonateur diélectrique excité par une ligne ...	147

Figure 101 : vue CAO du concept de cavité dual mode reportée en surface et visualisation du champ électrique des modes résonants	148
Figure 102 : à droite, visualisation du prototype reporté sur le substrat puis démonté, à gauche comparaison de la mesure avec la simulation.....	149
Figure 103 : vue CAO du concept de filtre 4 pôles reporté en surface (a), visualisation du champ électrique des cavités résonantes (c) et vue de la partie reportée avec les cavités optimisées (b).....	150
Figure 104 : à droite, visualisation du filtre en alumine avant métallisation, puis vue du prototype complet, à gauche comparaison de la mesure avec la simulation.....	151
Figure 105 : à droite, visualisation du filtre en cordiérite avant métallisation, puis vue du prototype complet, à gauche comparaison de la mesure avec la simulation.....	151
Figure 106 : extraction des matrices de couplages pour l'analyse de la réponse obtenue avec le filtre en cordiérite	152
Figure 107 : rétro-analyse de la mesure en modifiant les couplages inter-résonateurs et couplages aux accès.....	153
Figure 108 : rétro-analyse de la mesure en modifiant les fréquences centrales des résonateurs	153
Figure 109 : simulation en température des deux concepts de filtre en cavité	154
Figure 110 : mesures en température du dipôle en aluminium	154
Figure 111 : vue CAO du filtre à résonateur diélectrique avec les échantillons E3634.....	155
Figure 112 : à droite, vue des parties du prototype, et à gauche comparaison entre la simulation et la mesure.....	156
Figure 113 : extraction de la matrice de couplage de la mesure, et comparaison avec la matrice objectif	156
Figure 114 : rétro-analyse de la mesure, en modifiant un couplage inter-résonateurs et les couplages aux accès.....	157
Figure 115 : conception d'un filtre trois pôles avec les échantillons de l'Ircer.....	158
Figure 116 : simulation du filtre 3 pôles	158
Figure 117 : mesure du prototype de filtre à RD 3 pôles, visualisation du prototype.	159
Figure 118 : rétro-analyse de la réponse du filtre mesuré, comparée à l'extraction de matrice de la réponse simulée	159
Figure 119 : concept d'un filtre 4 pôles avec deux zéros de transmission.....	160
Figure 120 : simulation du concept du filtre à 4 pôles et 2 zéros.....	160
Figure 121 : simulation en température du filtre à résonateur diélectrique E3634.....	161
Figure 122 : mesure en température du filtre à résonateur diélectrique E3034.....	161
Figure 123 : Vue CAO de la conception du filtre en alumine faibles pertes compensé en température	162

Figure 124 : paramètres S et simulation en température sur les dimensions du filtre, et compensation avec le changement de permittivité	162
Figure 125 : concept de cavité reportée utilisant une structure groove gap	164
Figure 126 : (a) vue CAO du principe d'assemblage ; (b) vue en coupe de la disposition : (c) et (d) dimensionnement d'un filtre dipôle et d'un 4 pôles avec une permittivité de résonateur de 34 (Catalogue Exxelia) pour une fréquence centrale de 20 GHz	165
Figure 127 : détermination du facteur de qualité en transmission	186
Figure 128 : détermination du facteur de qualité en réflexion	187
Figure 129 : détermination en réflexion du type de couplage d'un résonateur	187
Figure 130 : schéma de principe du dispositif de caractérisation et représentations des champs électrique et magnétique du mode TE_{011}	188
Figure 131 : représentation et vues en coupe des composantes électriques et magnétiques du mode TE_{011}	191
Figure 132 : vue CAO d'un filtre physique de type Hairpin à 4 résonateurs (a) et représentation des couplages pouvant intervenir entre chaque résonateur (b)	194
Figure 133 : exemple de topologie à 4 résonateurs et matrice de couplage idéale associée	194
Figure 134 : détermination d'un couplage inter-résonateur	195
Figure 135 : détermination du couplage à l'accès	195
Figure 136 : vue de l'interface graphique de l'outil de l'équipe MACAO permettant la synthèse de matrice de couplage idéale, informations du gabarit (a), vue de la synthèse idéale (b) et matrice de couplage correspondante (c)	196
Figure 137 : synthèse et extraction de matrice de couplage utile lors de l'optimisation de filtre	197

Table des tableaux

Tableau 1 : évolution sur 25 ans des caractéristiques des satellites du consortium Intelsat [1]	28
Tableau 2 : paramètres matériaux nécessaire pour une simulation multi-physiques pour le logiciel CST (généralisable pour les autres logiciels)	45
Tableau 3 : évaluation de la technologie volumique compensée en température	50
Tableau 4 : évaluation des technologies à résonateur diélectrique compensées en température.....	53
Tableau 5 : évaluation des technologies planaires compensées en température	56
Tableau 6 : évaluation des filtres reportés en surface pour la compensation en température	59
Tableau 7 : synthèse des différentes technologies de filtres existantes et évaluation de leur adéquation à la compensation en température	61
Tableau 8 : comparaison des coefficients thermiques de permittivité mesurés et relevés sur la fiche constructeur, résultats de l'extraction par intervalle de température	72
Tableau 9 : coefficients thermiques de permittivité des échantillons de résonateur diélectrique sur différents intervalles de température.....	76
Tableau 10 : résultat d'extraction du coefficient d'expansion thermique réalisé pour différents matériaux : substrats commerciaux, aluminium et alumine	80
Tableau 11 : synthèse des différentes extractions de τ_f des 4 résonateurs étudiés et leur représentation	83
Tableau 12 : comparaison de résultats de simulations multiphysiques avec une mesure en température.....	91
Tableau 13 : comparaison des dérives fréquentielles en température, mesurés et simulés..	94
Tableau 14 : comparaison des performances et du volume pour les technologies SIW et ses dérivées	102
Tableau 15 : synthèse de résultats des différents prototypes à cavité carrée pour le report avec la colle époxy, l'alignement et la technique d'assemblage.....	110
Tableau 16 : synthèse de résultats des différents prototypes à cavité cylindrique pour le report avec la colle époxy, l'alignement et la technique d'assemblage	111
Tableau 17 : extraction du τ_f par deux méthodes de 20 à 80 °C	116
Tableau 18 : comparatif des propriétés des matériaux utilisés pour construire la cavité cubique	117
Tableau 19 : extraction des τ_f sur une plage de 20 à 80 °C, à partir des mesures	118
Tableau 20 : comparaisons des performances du design et du mode avec le AFSIW	122
Tableau 21 : dimensions de la cavité en anneaux empilés réalisée.....	123
Tableau 22 : résultat de mesure pour les différentes tailles d'insert, la compensation est réalisée pour 1,25 mm.....	125

Tableau 23 : extraction des coefficients de τ_f pour les différentes configurations.....	126
Tableau 24 : extraction des paramètres de dérive fréquentielle pour ces prototypes.....	130
Tableau 25 : extraction des paramètres de dérives fréquentielles	132
Tableau 26 : récapitulatif et comparatif des technologies et performances pour les solutions étudiées	134
Tableau 27 : représentation et synthèse des solutions étudiées à l'aide de figures de mérite	135
Tableau 28 : paramètres de rétro-simulation à partir des mesures sur la transition en aluminium, les dimensions présentant une différence supérieure à 100 μm sont notées en gras.....	145
Tableau 29 : synthèse du chapitre sur la conception de filtres reportés, compensés en température.....	168
Tableau 30 : synthèse des techniques de caractérisation selon les types de matériaux.....	171
Tableau 31 : bilan des résonateurs compensés et reportés.....	172
Tableau 32 : bilan des études de conception des filtres.....	173

Introduction générale

Les télécommunications sans fils sont devenues un secteur d'activité incontournable depuis quelques années, la demande d'accès et l'offre de nouveaux services est en constante évolution. Parmi les solutions proposées ou en développement, telles que les télécommunications mobiles ou l'Internet des Objets (IoT), les télécommunications satellitaires font l'objet d'études constantes depuis de nombreuses années. La mise en orbite terrestre de satellites permet de s'affranchir des grandes distances terrestres et ainsi de transmettre des données sans contraintes d'éloignement.

Au fil des ans, de nombreux satellites sont ainsi lancés pour proposer différents services. Certains contribuent à la recherche scientifique via l'observation de plus en plus fine de notre planète et de l'espace, tandis que des constellations permettent de lier différents points du globe pour permettre des télécommunications sans fils, des échanges de données en lien avec internet ou de la géolocalisation. Ainsi les nouvelles études scientifiques de développement de ces systèmes satellitaires complexes ont généralement pour but de proposer de plus en plus de services simultanément pour l'utilisateur, tout en étant le plus flexible possible pour s'adapter aux futurs besoins.

Les travaux de ce manuscrit prennent place dans ce contexte de développement de constellations de satellites, réalisés en collaboration avec Thales Alenia Space, acteur du secteur satellitaire. Notre problématique vise à étudier des concepts de composants de satellites de télécommunication. L'espace orbital est l'environnement final de travail et il impose donc des contraintes extrêmes à prendre en compte à toutes les étapes de développement. Les grandes amplitudes de températures dues à l'exposition ou non au soleil et la présence du vide spatial, sont par exemple deux effets indésirables importants à gérer. Le fonctionnement des systèmes ne doit pas en être altéré. Ensuite, d'autres aspects de développement sont à intégrer en accord avec les tendances des marchés actuelles. L'utilisation de constellations requiert de nombreux satellites, ce qui induit de pouvoir produire et assembler en série les composants que l'on utilise. Les solutions actuelles sont généralement orientées vers les technologies de cartes imprimées qui permettent une très bonne intégration en série ainsi que des liaisons vers des systèmes numériques, orientation de développement actuelle pour nombre de fonctions.

Nous avons ainsi une première approche des enjeux de la problématique de nos travaux : le développement de filtres hyperfréquence reportés sur cartes imprimées, compensés en température et à hautes performances. Le report vise à répondre aux enjeux des demandes actuelles, la compensation en température doit permettre un fonctionnement en orbite, et enfin les études scientifiques d'innovations ont bien sûr pour objectif de proposer des nouvelles solutions plus performantes, fiables et intégrant les nouvelles technologies disponibles.

Les filtres hyperfréquences sont des composants microondes utilisant les phénomènes de résonances pour réaliser une fonction de sélection en fréquences des ondes électromagnétiques. Le filtre microonde est généralement conçu à partir de résonateurs qui font l'objet d'études préliminaires. L'objectif est de créer des canaux de transmission sur lesquels vont transiter les informations, ceux-ci doivent être stables et donc insensibles aux changements de température. Le développement des systèmes actuels se fait aussi en utilisant des fréquences toujours plus élevées, ce qui a été aussi pris en compte pour les prototypes de ce manuscrit.

Certains aspects de la problématique ont déjà été étudiées. La compensation en température de filtres se fait notamment en utilisant des matériaux insensibles aux changements de température. La miniaturisation dans un objectif de report ou de connexion avec des cartes imprimées est également beaucoup étudié, d'autant que la réduction de taille permet une montée en fréquence des systèmes. Cependant les choix technologiques doivent souvent faire l'objet de compromis. Les matériaux insensibles aux changements de température sont souvent très denses, comme par exemple l'invar. De plus, la miniaturisation avec des circuits imprimés présente l'inconvénient d'avoir des performances moindres, les substrats amènent des pertes diélectriques conduisant à des pertes d'énergie.

Les travaux de ce manuscrit ont ainsi pour but une recherche de solutions en adéquation avec la problématique permettant le moins de compromis. L'idée est de fournir un comparatif des avantages et inconvénients de plusieurs technologies et prototypes d'intérêt. Les prérequis en termes de connaissances de matériaux et d'utilisation des outils de simulation seront aussi abordés. L'étude se veut donc assez générale, présentant aussi bien les méthodes de conceptions que les techniques de caractérisation des matériaux, tout en gardant le fil directeur de la problématique : la conception de composants de télécommunication pour le spatial.

Les principaux éléments du cahier des charges, établi en collaboration avec Thales Alenia Space, sont déterminés en fonction des moyens de recherche disponibles au laboratoire, mais ne sont pas approfondis comme pourraient l'être ceux d'un produit industriel. Les spécifications générales des composants à développer sont :

- Une fréquence centrale des dispositifs à 20 GHz (application en bande Ka)
- Les bandes de fréquence réalisables sont à détailler pour chaque solution envisagée.
- Une dérive fréquentielle en température à minimiser le plus possible
- Une intégration sur carte imprimée avec un substrat d'accueil choisi : le RO4003C avec une métallisation cuivre de chez RogerCorp (société commerciale).
- Le report de composant sur le substrat ne doit pas nécessiter d'assemblage complexe (changement de faces et manipulations nombreuses des éléments) pour s'adapter aux technologies existantes.

Nous avons également choisi de limiter nos études dans les domaines électromagnétique et thermomécanique, plus spécifiquement sur l'influence des dilatations mécaniques provenant de la thermique et qui modifient les réponses électromagnétiques. Comme nous le verrons dans ce manuscrit, d'autres ajustements ont dû être acceptés pour s'adapter aux moyens (financiers, d'équipements, etc) disponibles pour cette thèse, les prototypes étant fabriqués, assemblés et mesurés pour la plupart au sein du laboratoire Xlim.

Dans ce manuscrit, nous avons choisi une approche progressive sur plusieurs niveaux de la problématique. Tout d'abord, les méthodes de caractérisation des matériaux et les outils multiphysiques seront étudiés pour fournir les données techniques indispensables à toutes les conceptions. Ensuite ces études seront utilisées pour la réalisation de résonateurs microondes reportés sur cartes, et enfin ces résonateurs seront assemblés pour former des filtres répondant à la problématique. A chaque niveau, nous avons réalisé une approche avec de nombreuses expériences, permettant un processus itératif et des mesures intermédiaires.

Notre manuscrit est ainsi organisé en quatre chapitres, correspondant aux principaux niveaux d'études mentionnés. Le premier chapitre présente le contexte où nous évoluons, celui des applications spatiales et de ses contraintes d'exploitation exigeantes. Les recherches bibliographiques qui suivent se concentrent sur les techniques et méthodes de caractérisation et de simulation qui existent. La fin du chapitre est consacrée aux différentes solutions existantes pouvant répondre à la problématique ou étant en lien avec celle-ci. Le sujet de ces travaux sera ainsi contextualisé et référencé pour l'appréhender au mieux.

Le second chapitre, séparé en deux parties, présentera les travaux effectués en caractérisation et en simulation multiphysiques. La première partie étudie les méthodes de caractérisation développées lors de nos travaux pour avoir accès aux données caractéristiques des matériaux. Nous pourrions ainsi obtenir la permittivité, les pertes diélectriques, la conductivité et le coefficient d'expansion thermique de nos matériaux. La seconde partie se consacre à l'étude et la compréhension des outils de simulation multiphysique permettant de modéliser les systèmes que nous réalisons. L'idée est ici d'évaluer les besoins logiciels et leur utilisation pour notre problématique.

Dans le troisième chapitre nous présenterons le travail effectué sur les résonateurs. Celui-ci s'appuie le chapitre précédent pour la conception de résonateur compensé en température, reporté en surface. La compensation est réalisée grâce à des matériaux dont nous avons pu extraire les caractéristiques lors du chapitre deux. Ensuite les mesures de ces premiers prototypes seront comparées avec les simulations multiphysiques effectuées grâce aux méthodes déjà étudiées.

Enfin le quatrième chapitre présente les possibilités de réalisations de filtres à partir des travaux du chapitre précédent. Ce dernier chapitre recherche et quantifie les caractéristiques des filtres que nous pouvons attendre des technologies étudiées. Les couplages nécessaires pour utiliser les résonateurs seront quantifiés pour présenter les possibilités des filtres en termes de bandes passantes. Les prototypes que nous avons pu réaliser seront présentés et leur limitation sera expliquée pour enrichir les futures conceptions. Nous montrerons enfin les solutions en perspectives de ces travaux.

Un bilan récapitulatif et un retour d'expérience synthétique seront présentés dans la conclusion générale pour expliciter les solutions d'intérêt que nous avons étudiées, mais aussi et surtout pour partager les limitations qui permettent de comprendre et de progresser dans cette thématique de conception de composants microondes.

Chapitre I. Conception de filtres hyperfréquences pour des applications satellitaires

La problématique développée dans ce travail porte sur la conception de filtres hyperfréquences pour cartes électroniques dans leur environnement de travail, les satellites de télécommunication. Ce chapitre a donc pour but d'établir le contexte global (les satellites de télécommunication), les contraintes associées (le fonctionnement dans l'espace) et le sujet de l'étude (les filtres hyperfréquences) en lien avec la problématique. Dans un premier temps, les caractéristiques générales des satellites de télécommunication, leur utilisation et leur conception, seront présentées. Ensuite, les contraintes d'utilisation seront abordées et étudiées dans le cadre de la conception des composants d'intérêt : les filtres hyperfréquences. Les outils et techniques associés à l'étude de ces composants dans un environnement satellitaire seront décrits. Enfin, les différentes solutions actuelles permettant de répondre, au moins en partie, aux différents aspects du sujet seront exposées et commentées en lien avec la problématique.

I.1. Généralités sur les satellites de télécommunication

Cette première partie présente le contexte général de cette thèse : les satellites de télécommunications, leurs fonctions, les exigences de conception et leurs conditions d'utilisation. Nous aborderons ensuite les contraintes liées à leur exploitation dans l'espace et la manière de concevoir et tester de tels systèmes. Enfin une présentation du secteur et du marché actuel de l'industrie des télécommunications spatiales sera effectuée pour mettre en perspective le contexte dans lequel s'insèrent ces travaux de thèse.

I.1.1. Présentation des satellites de télécommunication

L'idée de placer des relais de communication en orbite terrestre fut originellement développée par A. C. Clarke en 1945. L'intérêt principal étant de pouvoir étendre les zones de diffusion d'information entre des zones géographiques éloignées et surtout sans les contraintes liées à une communication par câble, où la mise en place et le coût seraient démesurés.



Figure 1 : satellite de télécommunication Telekom 3S de Thales Alenia Space en condition de test et vue d'un satellite de télécommunication déployé en orbite

Source : < ThalesGroup¹ >

¹ <https://www.thalesgroup.com/fr/monde/espace/news/telkom-3s-quelques-jours-du-lancement>

Depuis le lancement de Spoutnik en 1957, le premier satellite terrestre artificiel, une partie des technologies spatiales s'est concentrée sur les communications satellitaires de manière à développer, fiabiliser et exploiter cet aspect des télécommunications. La Figure 1 permet d'illustrer par un exemple un satellite de télécommunication actuel ainsi qu'une vue d'artiste de son déploiement en orbite.

Ainsi, de nombreux satellites de télécommunication ont été mis en orbite au cours des dernières années avec toujours plus de fonctions et de capacités. Le Tableau 1 présente pour exemple l'évolution de la masse, du nombre et des capacités de télécommunication des satellites Intelsat² dont l'objectif est de fournir un service de communication international longue distance.

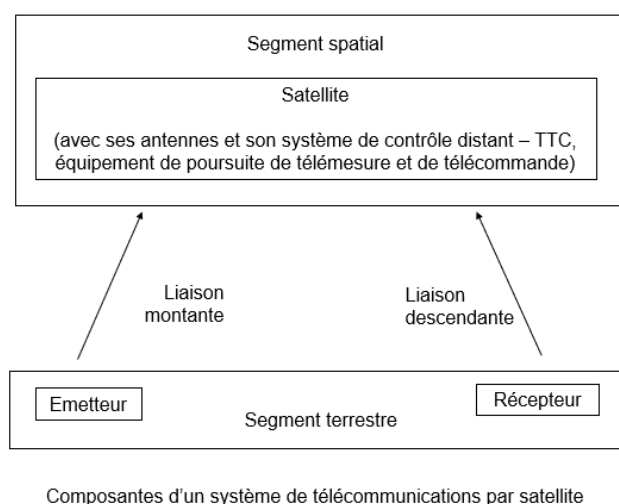
Générations	Premier lancement	Nombre de satellites	Masse en orbite kg	Capacité circuits téléphoniques et canaux TV	Durée de vie ans
INTELSAT I	1965	1	39	240 ou 1	1,5
INTELSAT II	1966	4	86	240 ou 1	3
INTELSAT III	1968	8	152	1500 et 2	5
INTELSAT IV	1971	8	730	4000 et 2	7
INTELSAT V	1980	9	1000	12000 et 2	7
INTELSAT VI	1989	5	2230	40000 et 2	13

Tableau 1 : évolution sur 25 ans des caractéristiques des satellites du consortium Intelsat [1]

L'architecture d'un satellite est définie à partir de la charge utile, la partie du satellite qui accueille les systèmes réalisant sa fonction principale. Dans le cas d'un satellite de télécommunication, contexte d'étude de ce travail, la charge utile est composée principalement des antennes d'émission et de réception et des canaux de transmission et d'amplification. La plateforme est ensuite définie comme l'ensemble des systèmes permettant le bon fonctionnement de la charge utile, comme par exemple l'alimentation électrique, les propulseurs ou le contrôle d'altitude.

La chaîne de télécommunication d'un satellite est organisée comme schématisée en Figure 2. Elle comprend deux segments, l'un spatial et l'autre terrestre, permettant de transmettre des données et des informations entre les stations terrestres qui sont le plus souvent émettrices et réceptrices. Chaque chaîne fonctionne pour une bande de fréquence spécifique, déterminée au préalable en fonction des applications. Ces canaux fréquentiels sont établis par les institutions pour tous types de communications radiofréquences. Les bandes relatives aux applications satellitaires sont présentées en Figure 2.

² Intelsat : International Telecommunication Satellite Consortium



Bande	Fréquences	Applications
VHF	< 400 MHz	Messagerie entre satellites LEO
UHF	1,452 à 1,492 GHz	Services mobiles militaires
S-DAB	1,518 à 1,675 GHz	Diffusion télévisuelle et radio
L	1,518 à 1,675 GHz	Services mobiles civils
S	1,97 à 2,69 GHz	Diffusion TV, radio et données vers mobile
C	3,4 à 7,025 GHz	Diffusion TV, radio et données – Internet – Mobiles 5G
X	8 à 12 GHz	Usages militaires et météorologiques
Ku	10,7 à 14,5 GHz	Diffusion TV, radio et données – Connexions Internet
K	17 à 27 GHz	Applications commerciales et militaires
Ka	17,3 à 30 GHz	Services IP, radio et données – Connexions Internet
Ka	23 GHz	IMT 2020 (5G)
V	57 à 71 GHz	Constellations LEO MEO
W	75 à 110 GHz	Communications avec les satellites, systèmes mobiles

Bandes de fréquences du domaine des satellites

Figure 2 : système de télécommunications par satellite, composantes et bandes de fréquence [2]

L'exploitation est maintenant l'aspect primordial et elle amène des impératifs de rentabilité et de fiabilité dans le développement et l'utilisation des nouveaux satellites de télécommunications. Les coûts de réalisation et de mise en service pouvant être énorme, beaucoup d'aspects différents (taille, masse, rendement énergétique, coût...) doivent être pris en compte.

I.1.2. Conception et exploitation du satellite dans son environnement

Lors de sa mise en orbite puis lors de son exploitation, le satellite est soumis à des contraintes environnementales hostiles et extrêmes, qui doivent être anticipées dès sa conception. Le système une fois déployé dans l'espace doit alors fonctionner sans besoin de maintenance, alors même que le lancement du satellite est extrêmement stressant à différents points de vue (mécanique, vibratoire, thermique...). Pour prévenir cela, de grandes campagnes de tests et des procédures de qualifications sont mises en œuvre pour valider l'utilisation du satellite pour chaque niveau de son architecture, des matériaux utilisés au satellite complet, en passant par les sous-systèmes qui le composent.

I.1.2.1. Contraintes d'utilisation des satellites

Les satellites doivent pouvoir réaliser leur fonctions (communications, observations scientifiques, etc) dans des conditions d'utilisation particulièrement hostiles. La Figure 3 présente ainsi les différents événements auxquels les satellites sont soumis et doivent résister lors de la mise en orbite puis lors du fonctionnement dans l'orbite terrestre.

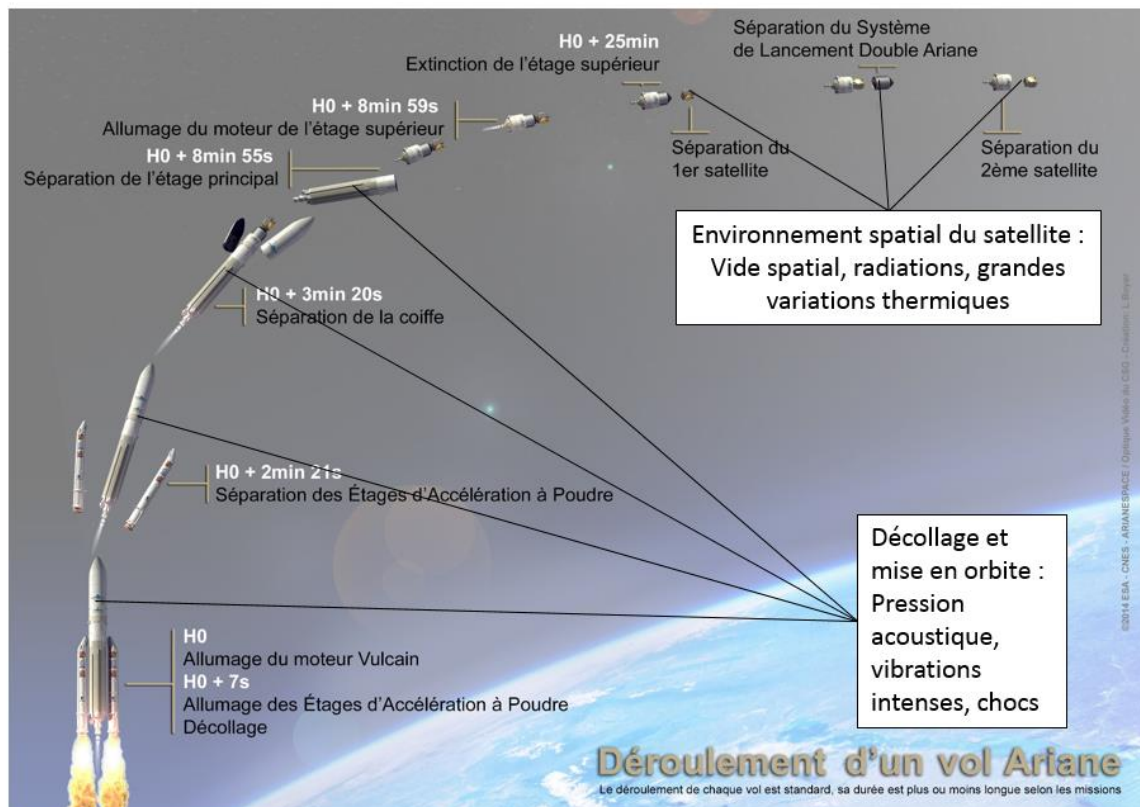


Figure 3 : déroulement d'un vol Ariane pour le lancement de satellites

Source : < CNES³ >

Lors du lancement au départ de la terre, le satellite est d'abord soumis à différents phénomènes extrêmes [3] :

- La pression acoustique : l'allumage du moteur du lancement propage d'intenses vibrations sonores qui constituent des ondes de pression pouvant endommager le satellite.
- L'accélération : le décollage du lanceur applique au satellite une accélération de plusieurs km/s^2 qu'il doit pouvoir supporter.
- Les chocs et vibrations : la séparation des différentes parties du lanceur induit également des chocs brutaux et des vibrations mécaniques intenses.

Ensuite, une fois dans l'espace, le satellite et ses composants sont soumis à d'autres phénomènes également extrêmes [3]:

- Le vide spatial : la pression en orbite est de l'ordre du millibar (contre 1 bar sur terre), ce qui provoque des problèmes de dégazage des matériaux. Les gaz piégés dans les matériaux sont libérés en l'absence de pression forte, cela peut être problématique avec l'humidité où de la vapeur d'eau peut s'échapper des matériaux et venir se condenser sur les miroirs ou les antennes du satellite.
- Les radiations : différents types de rayonnement et de particules provenant du soleil ou de l'espace en général bombardent en permanence le satellite, cela peut entraîner une modification des propriétés mécaniques ou électromagnétiques des pièces et composants du satellite. Ces perturbations électromagnétiques peuvent être

³ <http://www.cnes-csg.fr/web/CNES-CSG-fr/10018-deroulement-d-un-vol.php>

extrêmement impactantes dans le cas de satellites de télécommunication, d'où la réalisation d'études de compatibilité électromagnétique⁴ poussées.

- Un stress thermique : le satellite est soumis aussi à de grandes amplitudes thermiques selon son exposition au soleil. La température en orbite peut descendre jusqu'à - 150 °C sans exposition, et monter jusqu'à 200°C face au soleil.
- La corrosion : sans protection, les matériaux peuvent être rapidement attaqués par les objets (micrométéorites...) présents à proximité de la terre.

De grandes campagnes de tests portant sur différents aspects et à différentes échelles sont donc réalisées sur les composants, systèmes et assemblages intermédiaires et finaux qui constituent le satellite. Ces tests visent à reproduire ces environnements ou phénomènes extrêmes en laboratoire, permettant de valider la fiabilité du dispositif et également de réaliser des tests de vieillissement pour observer l'évolution du comportement du satellite et de ses différents systèmes dans le temps, pour garantir sa durée de vie. L'industrie et les institutions gouvernementales du domaine spatial disposent de nombreux moyens de tests et d'essais pour reproduire les conditions extrêmes que va subir le satellite et ses composants [4]. Il existe ainsi des moyens allant des enceintes thermiques, permettant de reproduire les conditions de température auxquelles seront soumis les composants, à des chambres de tests permettant la mise sous vide d'un module entier, comme montré en exemple sur la Figure 4.

Lors de la conception, il est également important d'effectuer des études de compatibilité électromagnétique poussées, comme indiqué précédemment. En effet, le satellite, embarquant une multitude de systèmes électriques, va être soumis à des rayonnements cosmiques extérieurs, mais il est aussi indispensable que les composants embarqués ne se perturbent pas entre eux. Cela est d'autant plus vrai pour les satellites de communication, dont la fonction première implique de nombreux systèmes électroniques fonctionnant à différentes fréquences et puissances. Bien que ces phénomènes électromagnétiques soient anticipés au maximum via des règles de conception et des normes CEM, les validations expérimentales sont incontournables à tous les niveaux de développement du satellite pour garantir son bon fonctionnement [5].



Figure 4 : Vue du module Exomars dans la chambre de test thermique - vide de Thales Alenia Space à Cannes Source : < Twitter Thales Alenia Space⁵ >

⁴ Compatibilité Electromagnétique : C.E.M.

⁵ https://twitter.com/thales_alenia_s/status/1183650803745247238

I.1.2.2. Qualification spatiale des matériaux et équipements

Avant même de concevoir les composants nécessaires pour la fabrication des satellites, le choix des matériaux est important et leur sélection subit un processus de qualification rigoureux et complet. Ceux-ci doivent pouvoir largement résister aux contraintes d'utilisation décrites dans le paragraphe précédent et pendant une longue période (pouvant aller jusqu'à 15 ans) comprenant parfois aussi une longue période de stockage sur terre avant utilisation.

Lors du décollage et de la mise en orbite, les matériaux sont principalement soumis à des contraintes d'ordre mécanique. Les matériaux de construction utilisés étant généralement sélectionnés pour leur propriété mécanique, c'est l'assemblage des composants et pièces entre eux qui est particulièrement étudié. Une analyse mécanique est réalisée lors de la conception, cependant celle-ci doit toujours être validée par des qualifications expérimentales via des véhicules de tests. Le but de ces analyses est de déterminer les fréquences propres des différentes parties et des assemblages, et de s'assurer qu'aucune ne se couple ou entre en résonance lors des différentes phases de vie du satellite. La Figure 5 présente un exemple de spectre vibratoire pouvant être appliqué et les réponses modales calculées et mesurées d'un équipement. L'analyse mécanique lors de la conception passe souvent par la modélisation de l'équipement avec des outils de simulation. La Figure 5 montre aussi une représentation de la modélisation par éléments finis et le calcul d'un mode propre d'une carte électronique et son boîtier dans le cadre d'une conception pour des applications satellitaires [5].

De manière générale, les fréquences doivent être supérieures à 150 Hz et les plus élevées possibles pour assurer un découplage par rapport à la structure sur laquelle ils vont être montés, la plateforme et le lanceur.

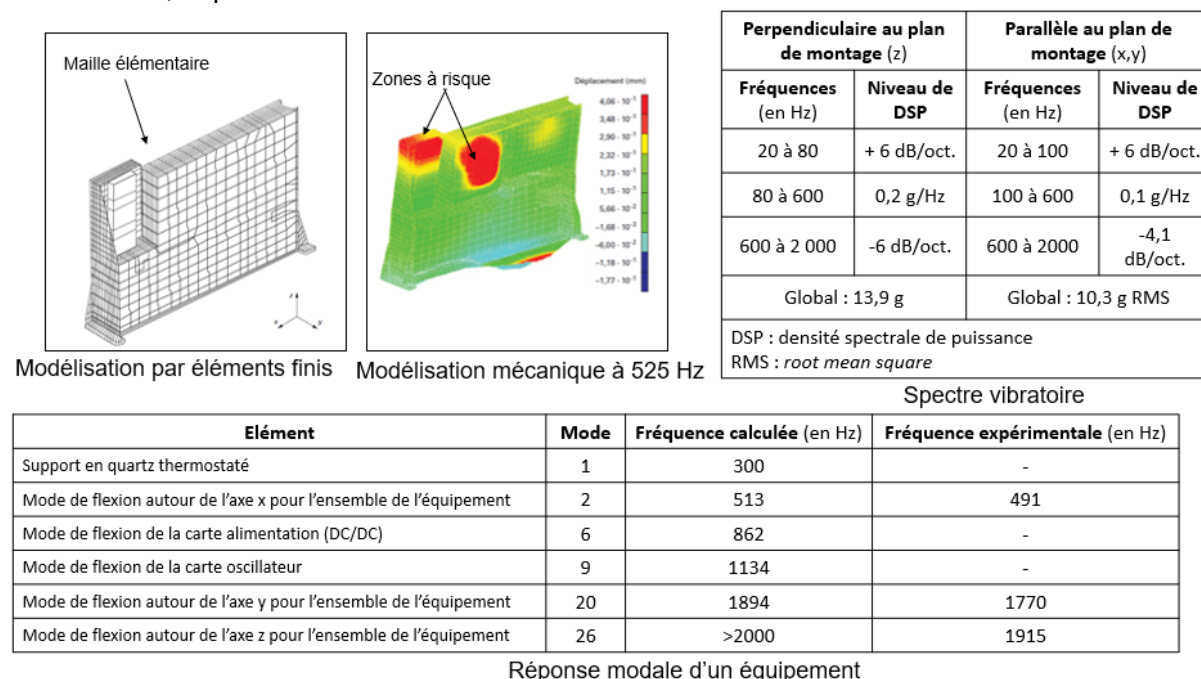


Figure 5 : exemple d'analyse vibratoire et de modélisation d'une carte électronique et son boîtier [5]

Lors de la phase de vie en orbite, les composants et les systèmes sont alors d'avantage soumis aux contraintes de l'environnement spatial. Les facteurs les plus importants à prendre en compte sont le vide, les cyclages thermiques et les rayonnements solaires. Les matériaux

placés dans l'environnement du vide spatial vont être soumis à un dégazage interne, rapide ou long, qui peut entraîner des dommages mécaniques ou thermiques, en provoquant par exemple de la condensation sur des pièces optiques, ou en modifiant l'environnement spatial immédiat du satellite [6]. Les effets thermiques, succession de plusieurs milliers de cycles pouvant aller de $-150\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+200\text{ }^{\circ}\text{C}$ à l'extérieur du satellite et de $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+55\text{ }^{\circ}\text{C}$ à l'intérieur, peuvent provoquer quant à eux des dégazages, des vieillissements matériaux et une instabilité dimensionnelle [6]. Des études thermiques et thermomécaniques sont alors mises en place, comme illustré en Figure 6.

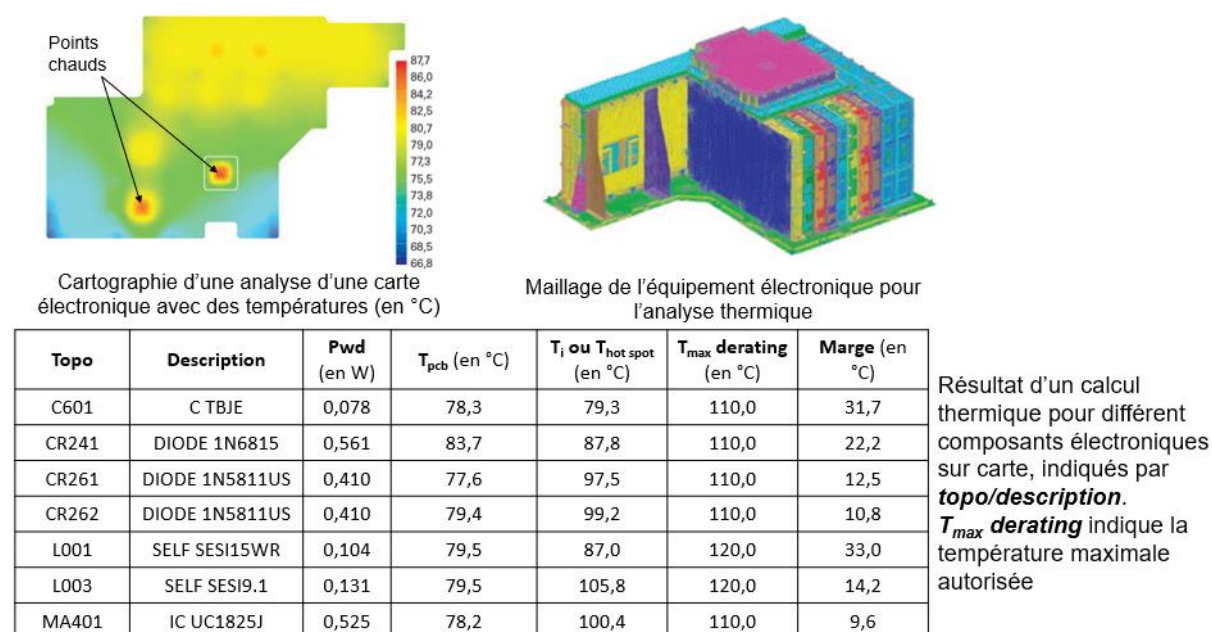
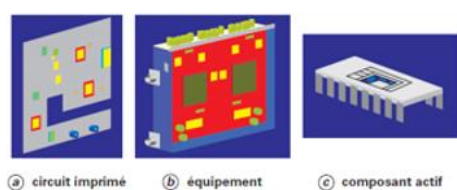


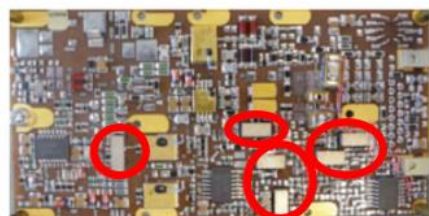
Figure 6 : exemple d'analyse et de modélisation thermique d'une carte, d'un équipement électronique et de différents composants en fonctionnement sur la carte [5]

Une fois encore, une modélisation la plus fine possible est établie pour anticiper le comportement du système et de ses composants lors du fonctionnement dans le vide spatial, exposé ou non au soleil. Les spécifications fixent la température maximale tolérable dans l'équipement dans ses conditions d'utilisation. Les températures calculées et mesurées doivent être bien en dessous de ces critères pour valider l'équipement. Par la suite, de nombreux cyclages thermiques sont également effectués expérimentalement pour calculer les durées de vies des équipements et s'assurer de leur fiabilité tout au long de leur mission.

Enfin, les effets des rayonnements ont également un impact sur les matériaux, les fragilisant ou les dégradant, mais aussi sur les systèmes électriques en provoquant des perturbations électromagnétiques [6]. Les doses de radiations maximales pouvant être absorbées par les équipements (doses de conception) sont préalablement déterminées pour s'assurer qu'ils recevront des doses bien inférieures. Dans le cas contraire, des blindages supplémentaires sont installés selon les besoins. La Figure 7 présente des modèles de radiation, les doses de conception de certains composants ainsi que des solutions de blindage mis en œuvre, toujours pour des composants liés aux cartes électroniques.



Objets des modèles de radiations



Solutions de blindages sur des composants électroniques sur carte PCB

Composant	Dose de conception (en krad)	Boîtier du composant
UC 1834J	25	DIL 16
UC 1846J	20	DIL 16
LM 124	70	FP 14
LM 118	50	FP 10
LM 108	50	FP 8
SOC 2xxx	70	SOC
DAC 08	60	FP 16

Doses de conception à respecter dans le modèle de radiation pour différents composants électronique

Figure 7 : exemple d'analyse radiative des composants d'une carte électronique [5]

La conception puis la validation expérimentale d'un satellite, de ses systèmes et de ses composants demandent donc de nombreuses analyses, approfondies, dans différents domaines de la physique. Les compagnies et institutions disposent de nombreuses équipes techniques et scientifiques répondant à tous ces besoins. Dans le cadre de ce manuscrit, un seul aspect sera plus particulièrement abordé, la thermique liée à certains équipements électromagnétiques, le contexte général étant extrêmement vaste.

I.1.3. Tendances actuelles et futures du marché satellitaire

Le secteur spatial subit actuellement une évolution notable. La transformation de l'usage des outils numériques dans les sociétés a provoqué une hausse des besoins de connexions et de télécommunications. De nombreux projets sont ainsi en développement pour assurer des services divers à haut débit partout dans le monde. La 5G⁶, l'IOT⁷, les applications SmartGrid⁸, le nombre élevé de visionnages de vidéo en streaming et les observations terrestres pour la surveillance ou la gestion sont des exemples de projets nécessitant la mise en place de satellites. C'est également un secteur commercial important avec un marché qui va représenter près de 25 milliards de dollars dans les prochaines années [7]. Le secteur voit ainsi l'arrivée de nouveaux acteurs privés (SpaceX, les GAFAM, etc) et il n'est plus réservé aux grandes entreprises et institutions gouvernementales soutenues par les investissements publics [8]. Cette concurrence accrue impose donc aux acteurs du secteur d'innover et d'évoluer dans la conception, la fabrication et l'exploitation des systèmes satellitaires pour rester compétitifs en termes de coûts, d'efficacité et de performances.

Les projets satellitaires actuels pour répondre à tous ces besoins passent par la mise en place de constellations, dont la taille des satellites est réduite par rapport aux dernières décennies, mais dont le nombre peut aller d'une centaine à plusieurs milliers pour effectuer un

⁶ Cinquième génération de standard pour la téléphonie mobile

⁷ Internet of things : l'internet des objets

⁸ Grille intelligente : réseau électrique autogéré

maillage dense autour de la Terre. Par exemple, le projet OneWeb⁹ prévoit ainsi une couverture étendue pour l'accès à internet en s'appuyant sur une constellation de milliers de satellites, illustrée en Figure 8, tandis que le projet Leostella¹⁰ prévoit une constellation d'une soixantaine de satellites pour des observations terrestres à haute résolution. Cette augmentation du nombre de satellite est notamment rendue possible par la baisse des coût de lancement (avancées de la société SpaceX¹¹ par exemple).

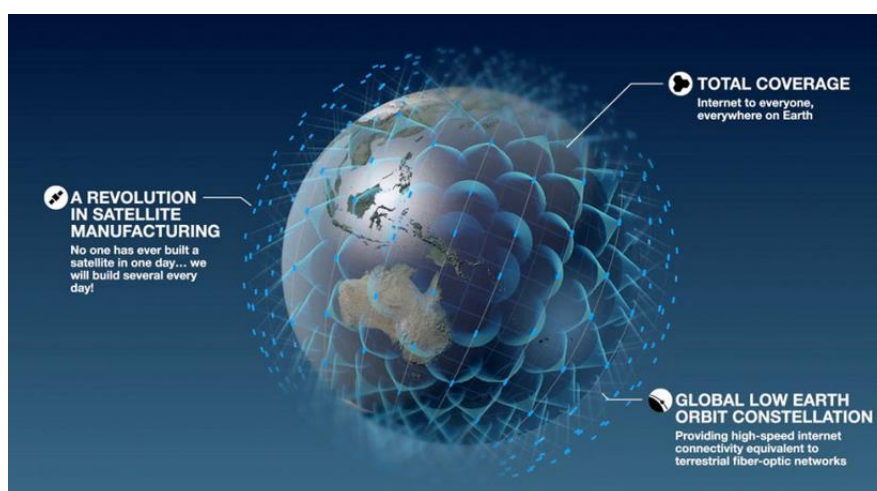


Figure 8 : vue de la constellation de satellites OneWeb autour de la terre

Source : < Spacenews¹²>

Cette multiplication de satellites pour répondre aux besoins de la société est déjà amorcée depuis quelques années. Sur les 2000 satellites en orbite en 2019 [8], la moitié a été lancée après 2015. Les satellites évoluent donc avec le marché, ils deviennent plus petits et plus nombreux et leur longévité est réduite. En effet, la durée de vie pour un satellite classique est de 10 – 20 ans alors que la durée de vie des satellites des constellations sera d'environ 5 ans. La multiplicité et la redondance du maillage de la constellation doit permettre une meilleure flexibilité en cas de problème. Leur nombre devenant important, une production en série devient possible. La conception et la production peuvent être adaptées en utilisant des matériaux, des composants, des techniques d'assemblage, de conception, ..., adéquats, c'est à dire à plus faible coût.

L'évolution numérique de la société génère donc une demande toujours plus importante de services de télécommunication. Les applications satellitaires sont une solution technique répondant à une partie des besoins où de nombreux acteurs se positionnent pour proposer des nouveaux projets. Ceux-ci prévoient ainsi des constellations de satellites, de tailles moyennes ou petites avec des coûts réduits, venant fortement concurrencer les solutions actuelles. Ces projets demandent donc des solutions innovantes, respectant toujours les contraintes liées aux technologies spatiales.

⁹ Consortium entre Airbus, Qualcomm et SoftBank : <https://www.oneweb.world/>

¹⁰ Consortium entre Thales Alenia Space et Spaceflight : <https://www.leostella.com/>

¹¹ <https://www.techniques-ingenieur.fr/actualite/articles/marche-spatial-concurrence-etages-81939/>

¹² <https://spacenews.com/oneweb-satellites-to-settle-in-exploration-park-florida-with-eyes-on-business-beyond-oneweb/>

I.1.4. Conclusion sur les applications satellitaires

L'industrie du spatial, et plus particulièrement des télécommunications satellitaires, est ainsi un secteur en plein essor, qui se développe dans un contexte concurrentiel depuis les années 2010. La conception et la fabrication des satellites suivent des règles et des contraintes strictes liées aux conditions d'utilisation de ces systèmes. Dans un premier temps, ils vont subir de fortes vibrations et accélération lors du décollage et de la mise en orbite au départ de la Terre. Ensuite, lors de l'utilisation pour permettre des communications longues distances et haut débit autour du globe, le satellite subit les effets liés à l'espace. Ainsi, des cycles de températures allant de $-150\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+200\text{ }^{\circ}\text{C}$ et les effets du vide spatial et des radiations doivent pouvoir être supportés. De plus, aucune réparation ou modification n'étant possible actuellement, une durée de vie importante et une flexibilité des systèmes du satellite sont demandées. De même, il faut que le satellite soit le plus léger possible pour diminuer les coûts de lancement. Les processus de développement et de conception, souvent itératifs, liés à des contraintes physiques et économiques, sont donc actuellement trop longs et complexes.

Tout en conservant ces contraintes d'environnement, les prochaines générations de satellites doivent permettre la mise en œuvre de nouvelles technologies de communication. Ainsi des constellations de plusieurs centaines, voire de milliers de satellites seront déployées pour couvrir au mieux la surface terrestre. Ces nouvelles utilisations amènent à innover dans la conception des satellites. Du fait de la concurrence accrue et de la nature des projets, il est demandé de nouveaux équipements, flexibles, à bas-coût et pouvant être produits à plus grande échelle.

La conception de composants pour satellites demande donc de nombreux prérequis et de connaissances sur son utilisation et sa conception. C'est dans ce contexte que se concentre ce travail. Tout en respectant les contraintes liées au spatial, plus particulièrement les aspects thermiques en orbite, la conception de composants hyperfréquences pour cartes électroniques de télécommunication sera étudiée dans le but de proposer des nouveaux concepts répondant aux demandes du secteur et du marché actuel.

I.2. Outils associés à la caractérisation et la conception de filtres hyperfréquences

Le sujet d'étude de ce manuscrit est le filtrage hyperfréquence. Cette partie a donc pour objectif de présenter la fonction réalisée par ces composants, les filtres, et également d'aborder leur conception vis-à-vis des contraintes environnementales spécifiques présentées dans la partie précédente. Ainsi, le filtrage hyperfréquence sera exposé puis les méthodes et principe de caractérisation des matériaux et composants pour l'électromagnétisme seront expliqués en lien avec la problématique. Enfin, les outils disponibles pour réaliser les analyses multi-physiques (électromagnétique et thermique) nécessaires seront présentés.

I.2.1. Filtres hyperfréquences et contraintes thermiques

I.2.1.1. Fonction de filtrage

Les systèmes de télécommunication sans fils, tels qu'utilisés dans les liaisons satellitaires, ont donc pour but de transmettre un signal via une onde électromagnétique entre deux lieux très éloignés. Cependant, lors de la propagation de cette onde dans le canal de

transmission - l'espace libre dans notre cas - le signal généré à l'émission dans une certaine bande de fréquence va être perturbé, bruité et doit donc être traité en réception au niveau du satellite pour que l'information qu'il contient reste intelligible. Un filtre passe-bande est ainsi placé derrière l'antenne de réception. Au-delà de la sélection d'une bande de fréquence, il doit être très limité en pertes d'insertion pour ne pas dégrader le facteur de bruit. De nombreux autres filtres sont placés dans la chaîne de transmission du signal, pour permettre par exemple la transposition en fréquence du signal. Ils permettent d'isoler une ou des bandes de fréquences spécifiques, celles dans lesquelles s'effectuent la transmission, pour éliminer toutes les fréquences parasites ou perturbatrices [9]. Ces filtres sont également positionnés dans la chaîne d'émission du satellite, en particulier en amont de l'antenne, et sont alors amenés à traiter de fortes puissances.

Les filtres sont donc des composants essentiels dans les systèmes de télécommunications et dans le traitement du signal. Leur synthèse est réalisée le plus souvent en fonction du besoin, à partir d'un cahier des charges. Un gabarit est généralement donné pour les spécifications en fréquences, bande utile, type (passe-haut, passe-bande, passe-bas, stop-bande), sélectivité, pertes, etc. Un exemple de gabarit est représentée en Figure 9 avec : la réponse souhaitée, la réponse idéale et un exemple de réponse obtenue. Généralement, la réponse fréquentielle doit être réalisée en respectant également les contraintes supplémentaires liées à l'application : consommation, masse, taille, stabilité thermique, etc, qui ne sont pas que technologiques mais également d'ordre économique.

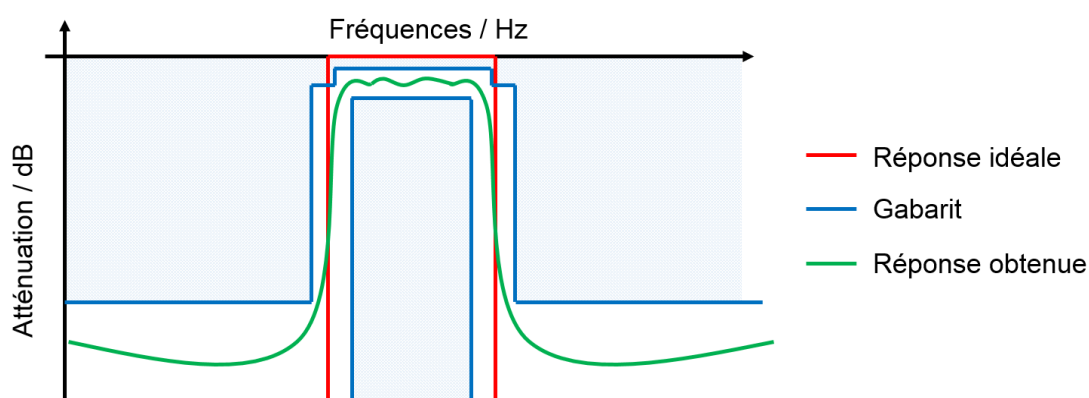


Figure 9 : illustration des réponses fréquentielles en transmission de filtres théorique, d'un gabarit et de la réponse réelle

Les filtres hyperfréquences développés pour l'industrie satellitaire sont généralement constitués d'un ou plusieurs éléments résonants, lorsqu'ils réalisent des fonctions passe-bande. Chaque élément résonant a la capacité de se charger d'énergie électromagnétique à une ou plusieurs fréquences discrètes, pour lesquelles le champ électromagnétique a une configuration particulière, appelée mode de résonance. C'est autour de cette fréquence de résonance que le filtre va permettre une transmission du signal entre accès d'entrée et de sortie, alors que ce composant va réfléchir l'onde se présentant à son accès d'entrée en dehors de ces fréquences. Plusieurs éléments résonnants sont généralement assemblés pour former des filtres, les bandes de fréquences et sélectivités des fonctions réalisées étant liées au nombre de résonateurs intégrés, mais aussi aux couplages établis entre ces résonateurs et avec les éléments d'accès.

Réaliser une synthèse de filtre hyperfréquence consiste ainsi dans les grandes lignes le plus souvent à :

- Définir une fonction mathématique respectant le gabarit imposé
- Extraire un schéma équivalent en éléments localisés, dont la réponse en fréquence coïncide avec la fonction mathématique
- Etablir un lien entre valeurs des composants de ce schéma équivalent et dimensions physiques et géométriques du dispositif à réaliser. Il s'agit notamment à ce niveau de sélectionner les technologies de résonateurs et la topologie de leur assemblage les plus adaptés à l'application, puis de déterminer les fréquences de résonance et les couplages nécessaires entre eux et avec les accès pour être en accord avec le gabarit.

Il existe de nombreuses technologies de filtres hyperfréquences pour différentes applications. Celles-ci sont dites passives si la fonction de filtrage est réalisée sans apport d'énergie extérieure.

Les technologies hyperfréquences utilisées en télécommunications spatiales sont généralement regroupées dans deux grandes catégories, pour les solutions s'appuyant sur des technologies distribuées qui nous ont intéressées dans cette thèse :

- Les filtres dits planaires sont réalisés avec des substrats diélectriques métallisés du même type que les cartes électroniques et sont donc très intégrés et légers. Une seule dimension des éléments résonants doit alors être de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. Ceux-ci présentent cependant plus de pertes liées à l'interaction entre l'onde électromagnétique et le substrat. Ils n'acceptent également que des signaux à puissances faibles ou modérées.
- Les filtres dit volumiques sont réalisés à partir de cavités volumiques dans lesquelles la résonance s'établit. Au moins deux dimensions des éléments résonants doivent alors être de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. Ils présentent de meilleures performances en termes de pertes, mais sont beaucoup plus volumineux et lourds.

I.2.1.2. Contraintes thermiques appliquées aux filtres

Différents exemples de ces technologies et leur adéquation avec la contrainte de tenue en température vont être décrits dans la suite de ce chapitre. L'objectif principal est de conserver la bande de fréquence quelles que soient les perturbations thermiques. En effet, en cas de décalages ou d'augmentation de la bande de fréquence, il y a un risque de recouvrement de canaux et de pertes d'informations.

Sous l'effet des différents cycles thermiques subis par le satellite en fonctionnement orbital, les filtres vont voir leurs propriétés changer avec les variations de température. Or dans le cas de résonateur électromagnétique, la fréquence de résonance est principalement déterminée par les dimensions du résonateur et la permittivité du matériau (ou les deux en même temps) dans lequel s'établit cette résonance. Les deux types de technologies précédemment citées vont être impactées soit sur leurs dimensions géométriques, soit sur les propriétés du milieu et donc leurs dimensions physiques. Dans le cas d'un filtre volumique construit en aluminium, métal privilégié pour son faible poids par rapport aux autres, le coefficient d'expansion thermique est de 24 parties par million par degré Celsius [10]

(coefficient qui traduit la dilation ou contraction dimensionnelle que subit le matériau sous l'effet d'un écart de température). Dans le cas d'un filtre planaire réalisé en Rogers Ro 4360G2, le coefficient thermique de la permittivité est de - 131 parties par million par degré Celsius [11] (coefficient qui traduit le changement de permittivité que subit le matériau sous l'effet d'un écart de température). Ainsi pour un changement de température potentiel allant de - 10 °C à + 55 °C à l'intérieur du satellite, ces composants sont susceptibles de voir leurs propriétés changer de manière significative, pouvant provoquer des dysfonctionnements. Il est donc important d'anticiper ces évolutions en température et de mettre en place des dispositifs de compensation pour conserver un fonctionnement optimal.

I.2.2. Méthodes de caractérisation hyperfréquence

Les filtres placés dans les satellites vont donc voir leur fonction perturbée par les changements de température inévitables lors de l'utilisation en orbite terrestre. Ces perturbations vont agir sur les matériaux de construction en modifiant leurs propriétés, généralement des modifications dimensionnelles ou de caractéristiques physiques du comportement des matériaux. Des indicateurs spécifiques sont donc utilisés pour quantifier et caractériser ces changements de propriétés, dans le but de pouvoir analyser et maîtriser les phénomènes mis en jeu. Les caractérisations nécessaires dans le cadre d'applications spatiales étant extrêmement variées, seules les méthodes pour obtenir les impacts sur les caractéristiques électromagnétiques sont présentées ici, les autres paramètres demandant également des connaissances et compétences poussées dans les autres domaines de la physique.

Ces caractéristiques électromagnétiques étant nécessaires pour le choix de matériaux des résonateurs hyperfréquences, celles-ci sont présentées dans cette partie. Elles seront davantage détaillées lors des caractérisations expérimentales dans le chapitre deux et seront exploitées tout au long de ce manuscrit.

I.2.2.1. Caractérisation de matériaux diélectriques

Les caractéristiques électromagnétiques d'un matériau diélectrique à déterminer sont donc la permittivité et les pertes. La permittivité diélectrique est la propriété macroscopique d'un milieu qui caractérise l'impact sur sa réponse lorsqu'un champ électromagnétique lui est appliqué. Les pertes, et également la tangente ou angle de pertes, caractérisent quant à eux la propriété du matériau à dissiper ou non une partie de l'énergie électromagnétique transportée ou confinée dans un matériau. Ces propriétés sont dépendantes de la fréquence et de la température (et possiblement de manière anisotrope), il convient donc de les déterminer pour anticiper le comportement des filtres en fonctionnement. Ces deux caractéristiques sont généralement déterminées lors d'une mesure simultanée, car les deux paramètres sont accessibles en étudiant la propagation et l'atténuation d'une onde, phénomènes qui sont indissociables. De nombreuses méthodes existent, utilisant différents dispositifs et techniques selon le matériau et son conditionnement. Des techniques spécifiques sont développées dans le cas de matériaux en couches minces [12], mais ce sont les techniques pour matériau massif que nous allons présenter car plus utiles dans notre domaine d'application.

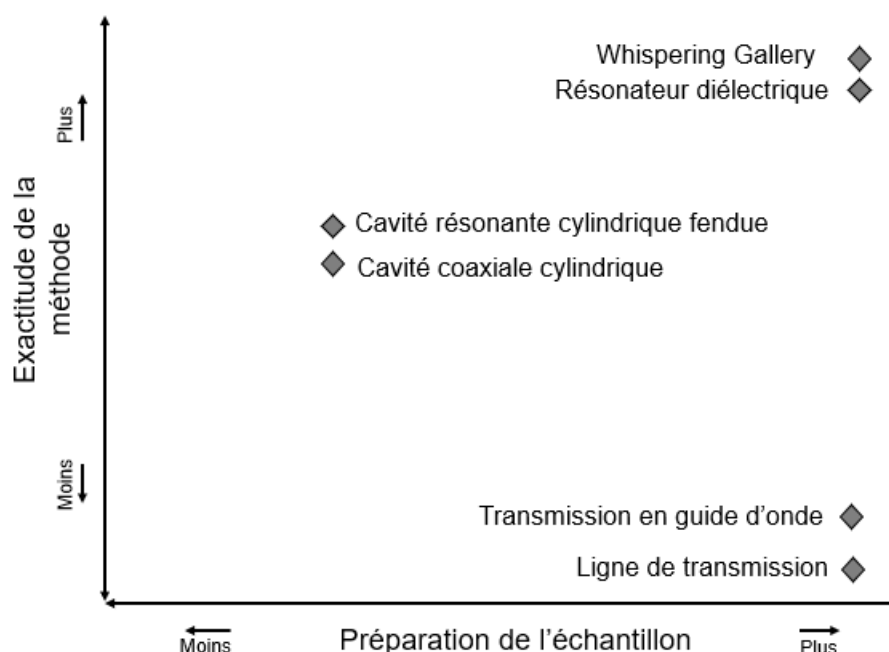


Figure 10 : méthodes de mesures de caractéristiques diélectriques classées en fonction de la préparation de l'échantillon, la gamme fréquentielle de caractérisation et l'exactitude pour des matériaux massif [13]

Deux types de techniques existent : faire propager une onde électromagnétique ou la faire résonner dans le matériau sous test. La réponse de l'onde est ensuite analysée pour en déduire la permittivité et les pertes du matériau. Les méthodes à utiliser sont généralement déterminées en fonction du besoin de caractérisation [13]. Ainsi, comme le présente la Figure 10, les méthodes propagatrices permettent une caractérisation sur une plus large bande de fréquence, mais avec moins de précision que les méthodes résonantes, fonctionnant pour des fréquences discrètes. Les méthodes en propagation permettent par ailleurs de caractériser des matériaux fortes pertes, alors que les méthodes résonantes, complémentaires donc, permettent de caractériser des matériaux faibles pertes. La préparation de l'échantillon est également à prendre en compte : sous forme de résonateurs cylindriques ou sous forme de substrats où sont imprimées des lignes de propagations. Il faut aussi parfois le tester directement dans son environnement d'utilisation. Nous différencions ainsi les méthodes dites « destructives » et « non destructives ».

Ces méthodes sont généralement adaptables avec des bancs de mesures en température [14] [15] [16] et de manière approfondie [17]. Cela permet de pouvoir caractériser ces paramètres en fonction de la température.

I.2.2.2. Caractérisation de matériaux conducteurs

Dans le cas d'un matériau conducteur, la propriété électromagnétique d'intérêt est la conductivité électrique. Celle-ci caractérise la capacité du matériau à transporter un courant électrique avec plus ou moins d'atténuation. De manière analogue à la mesure des paramètres diélectriques, des méthodes en transmission ou en résonance ont été développées [18], [19]. La conductivité étant également dépendante de la température, des mesures thermiques de ce paramètre électrique peuvent être effectuées [14], [15]. L'exactitude de ces méthodes est meilleure avec l'utilisation de phénomène résonant pour les bons conducteurs.

I.2.2.3. Evaluation de la dérive dimensionnelle des matériaux

Lorsqu'ils subissent un changement de température, la plupart des matériaux solides manifestent des variations dimensionnelles réversibles, appelées dilatation thermique [20]. Ce phénomène résulte des mouvements des atomes ou groupe d'atomes constituant le solide sous l'effet de la température. Il est caractérisé par le coefficient d'expansion thermique (CET¹³) donné dans une direction du matériau. C'est la variation relative de longueur ΔL du matériau entre une température de référence et une température donnée ΔT :

$$CET = \frac{1}{L(T_0)} \frac{\Delta L}{\Delta T} = \frac{1}{L(T_0)} \frac{L(T_1) - L(T_0)}{T_1 - T_0} \quad (1)$$

où $L(T_i)$ définit la dimension L à la température T_i .

Ce coefficient est généralement exprimé en « partie par million par degré Celsius » (ppm/°C) car les dilations observées pour la plupart des matériaux communs dans les plages de température qui nous intéressent (-150°C à 150°C) sont faibles. De plus, ce coefficient est aussi généralement positif car la plupart des matériaux subissent une expansion quand la température augmente. Par exemple pour une longueur d'aluminium de 1 m avec un CET de 24 ppm/°C, la dilatation est de + 2,4 mm pour un écart de 100 °C. Cependant, pour des matériaux anisotropes, le CET est différent selon la direction.

I.2.2.4. Evaluation des changements de permittivité des matériaux

Le coefficient thermique de permittivité (CTP¹⁴) caractérise le changement de permittivité d'un matériau en fonction de la température de la même manière que le CET caractérise sa variation dimensionnelle. Il est défini de manière analogue par [21],[22] :

$$TCP = \frac{1}{\varepsilon(T_0)} \frac{\varepsilon(T_1) - \varepsilon(T_0)}{T_1 - T_0} \quad (2)$$

où $\varepsilon(T_i)$ définit la permittivité ε à la température T_i .

Ainsi, si la permittivité du matériau augmente avec une élévation de température, le TCP sera positif, et inversement. La fréquence d'un mode de résonance étant entre autres déterminée par la permittivité du milieu, il convient donc de connaître ce milieu et ses évolutions en température dans tous les domaines et plus spécifiquement pour le cas d'applications satellitaires où les effets thermiques sont importants.

I.2.2.5. Evaluation de la dérive fréquentielle d'un résonateur

Le coefficient thermique de fréquence¹⁵ τ_f permet de caractériser la dérive en fréquence d'un système. Il est généralement utilisé pour l'évaluation des performances des résonateurs diélectriques [22] mais peut être généralisé pour tout système fréquentiel résonant. Il est déterminé pour une gamme de température par :

$$\tau_f = \frac{1}{f(T_0)} \frac{f(T_1) - f(T_0)}{T_1 - T_0} \quad (3)$$

Où $f(T_i)$ définit la fréquence de résonance à la température T_i .

¹³ En anglais : CTE, coefficient of thermal expansion

¹⁴ En anglais : TCP, thermal coefficient of permittivity

¹⁵ En anglais : Thermal coefficient of frequency

Ce coefficient n'est pas forcément linéaire, il donne alors une information pour de faibles variations de température. Il convient alors de modéliser la variation de fréquence en fonction de la température par le développement polynomial suivant [22] :

$$\frac{f(T)}{f(T_0)} = 1 + a(T - T_0) + b(T - T_0)^2 + \dots \quad (4)$$

L'évolution de la fréquence en fonction de la température est alors caractérisée par deux termes : « a » qui représente le τ_f précédemment défini, et « b » la non-linéarité. Il est important de noter que la dérive fréquentielle caractérisée ici s'applique au système sur une plage de température. Il prend en compte et reflète les deux phénomènes sensibles à la température précédemment présentés : la dilatation thermique dimensionnelle et la variation de permittivité. C'est d'ailleurs pour cela que le τ_f n'est jamais strictement linéaire, il combine deux effets parfois contraires et d'intensités différentes.

I.2.2.6. Evaluation des performances d'un résonateur

Le facteur de qualité à vide Q_0 d'un résonateur permet de décrire ses performances en termes de sélectivité de fréquence et de pertes, c'est le rapport de l'énergie emmagasinée sur la puissance perdue par cycle [23]. Il peut être déterminé à partir du facteur de qualité Q_L en charge à partir du pic de résonance (en réflexion ou en transmission) :

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (5)$$

où f_0 est la fréquence de résonance et Δf la bande passante à mi-puissance du pic de résonance. Le facteur de qualité à vide Q_0 est ensuite calculé en enlevant l'influence des pertes extérieures amenées par le couplage sur le facteur de qualité en charge, voir en annexe 1 pour les détails des calculs.

Ainsi, cela signifie que plus le facteur de qualité est élevé et plus les performances du résonateur sont bonnes. En effet, cela implique que pour un Q_0 donné, le pic de résonance sera plus fin et que le Δf sera plus petit, donc avec une bonne sélectivité de fréquence si on compare au résultat obtenu avec un facteur de qualité à vide plus faible. D'autre part cela implique aussi que pour un Q_0 donné, la puissance perdue est plus faible. La résonance subit moins de pertes en comparaison avec un facteur de qualité à vide plus faible. Le facteur de qualité est donc un bon indicateur pour comparer les résonateurs. Il est de plusieurs milliers pour des cavités volumiques métalliques, où il n'y a que les pertes métalliques et pas de pertes diélectriques et un ratio de forme optimal, contre quelques centaines pour des résonateurs planaires, compacts et subissant les pertes du substrat diélectrique et des conducteurs.

I.2.2.7. Conclusion sur la caractérisation

Ainsi, différentes méthodes de caractérisation sont disponibles pour répondre aux différents besoins des applications de filtrage. Le facteur de qualité est utilisé pour les performances électromagnétiques seules et rend compte des pertes dues aux matériaux, à savoir la conductivité et les pertes diélectriques. Le coefficient d'expansion thermique et le coefficient thermique de permittivité sont tous les deux définis de manière analogue et s'appliquent lors de la caractérisation thermique des matériaux constituant le résonateur. Ils caractérisent deux phénomènes indépendants sensibles à la température et influant sur la fréquence de résonance, à savoir l'évolution des dimensions et de la permittivité. Le τ_f sert alors à caractériser la variation de fréquence du système complet subissant des variations de

température, en prenant en compte simultanément les deux principaux phénomènes (précédemment listés) qui ont une influence.

Les méthodes résonantes de caractérisation sont à privilégier en raison de l'application à la conception de filtres, intégrant des phénomènes également résonants, où une meilleure exactitude des paramètres est requise, et pour lesquels des matériaux faibles pertes sont utilisés. Les caractérisations seront effectuées en température pour permettre de répondre à l'aspect thermique de la problématique. Il est à noter que les données des fabricants de matériaux sont généralement fournies pour un point de fréquence et un point de température, ce qui est le plus souvent insuffisant, il est donc important de maîtriser ces caractérisations pour une meilleure connaissance des propriétés des matériaux à prendre en compte dans les outils de simulation.

I.2.3. Simulations et conceptions de filtres sous contraintes thermiques

Les paramètres nécessaires à la connaissance des matériaux et des systèmes ont donc été exposées. Cette partie introduit le processus de conception multi-physique de filtres et plus généralement de dispositifs passifs dans un but de compensation en température. Dans un premier temps la méthode de simulation et les outils utilisés seront abordés, puis dans un second temps nous présenterons comment il est possible de les exploiter pour réaliser des filtres compensés en température.

I.2.3.1. Simulations multi-physiques

De nombreux phénomènes physiques peuvent intervenir lors du fonctionnement en orbite des satellites et plus particulièrement des systèmes de télécommunications radiofréquences, la seule étude des systèmes avec les outils de conception électrique n'est plus suffisante, des simulations et analyses multi-physiques sont maintenant nécessaires [24]. De nombreux outils et techniques existent dans chaque domaine de la physique pour réaliser différentes simulations et analyses. Cependant, dans le cas d'un fonctionnement réel, il est nécessaire de pouvoir faire des analyses multi-physiques, liant les différents domaines en jeu pour affiner les études. Dans cet objectif, des modèles sont développés pour lier les physiques mises en jeu (on peut notamment citer les développement de modèles thermique pour les circuits de puissance [25], [26] qui sont efficaces).

La problématique de ces travaux de recherche se limite aux phénomènes liés aux domaines de l'électromagnétisme, la thermique et la mécanique. Plus précisément, l'objectif est de maîtriser dans la phase de conception l'influence sur les réponses fréquentielles (électromagnétique) des systèmes de filtrage, des changements de température liés à l'environnement (thermique), provoquant des changements de propriétés des matériaux (thermique-mécanique).

La résolution des différentes équations couplées liées aux domaines électromagnétique, thermique et mécanique est très lourde et coûteuse à mettre en place. Pour les applications qui nous intéressent, nous pouvons cependant découpler les trois domaines en nous appuyant sur le principe que les constantes de temps de chaque domaine sont très différentes. Les phénomènes électromagnétiques se produisent sur des temps bien plus rapides que les phénomènes thermiques ou mécaniques. Nous avons donc à résoudre des ensembles d'équations indépendantes, rendues linéaires par la méthode de résolution,

chaque simulateur est utilisé dans son domaine d'application et les résultats obtenus permettent de paramétrer les autres simulateurs, comme le schématise la Figure 11. Les simulations thermiques permettent de connaître les températures ayant une influence sur les propriétés électromagnétiques et mécaniques, les simulations mécaniques indiquent les déformations structurelles impactant l'électromagnétisme.

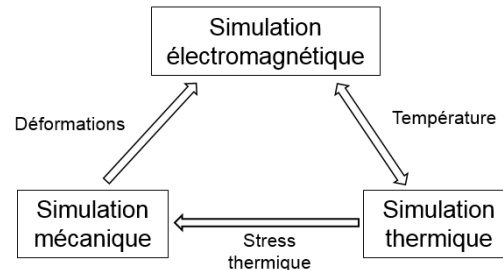


Figure 11 : principe des simulations électro-thermo-mécaniques découplées

Le diagramme détaillé de l'enchaînement des étapes lors d'une simulations électro-thermo-mécanique est présenté de manière générale en Figure 12 (établi à partir de [27], [28], [29]). Celui-ci s'applique dans le cas d'une simulation à l'état stationnaire des phénomènes. Tout d'abord la conception est réalisée en fonction des spécifications électromagnétiques (fréquences, pertes, ...) avec des propriétés à une température de départ. Les sources de chaleur résultantes de la puissance microondes et de l'environnement thermique servent à réaliser une première boucle de simulation électrothermique pour extraire le champ de température stabilisé associé. Celui-ci est ensuite utilisé pour la simulation mécanique permettant d'extraire les champs de déformation dus au stress thermique. Enfin ces changements dimensionnels sont utilisés dans la simulation électromagnétique pour étudier l'impact sur la réponse fréquentielle. La réalisation d'une simulation multi-physique complète requiert donc un enchainement spécifique de simulations avec une configuration particulière pour observer au mieux les évolutions des différents phénomènes.

Plusieurs outils de simulation permettant l'implémentation partielle ou complète de ce principe sont actuellement disponibles pour réaliser ce type d'étude, parmi lesquelles ANSYS [30], COMSOL Multi-physiques [31] ou CST multi-physiques [32]. Ces logiciels sont ainsi conçus pour pouvoir réaliser différentes simulations dans les trois domaines d'études pour observer les évolutions des réponses électromagnétiques lors de contraintes mécaniques [33], [34], de changements de température [35], [28], [36] ou de fonctionnement à haute puissance [27], [37], [38].

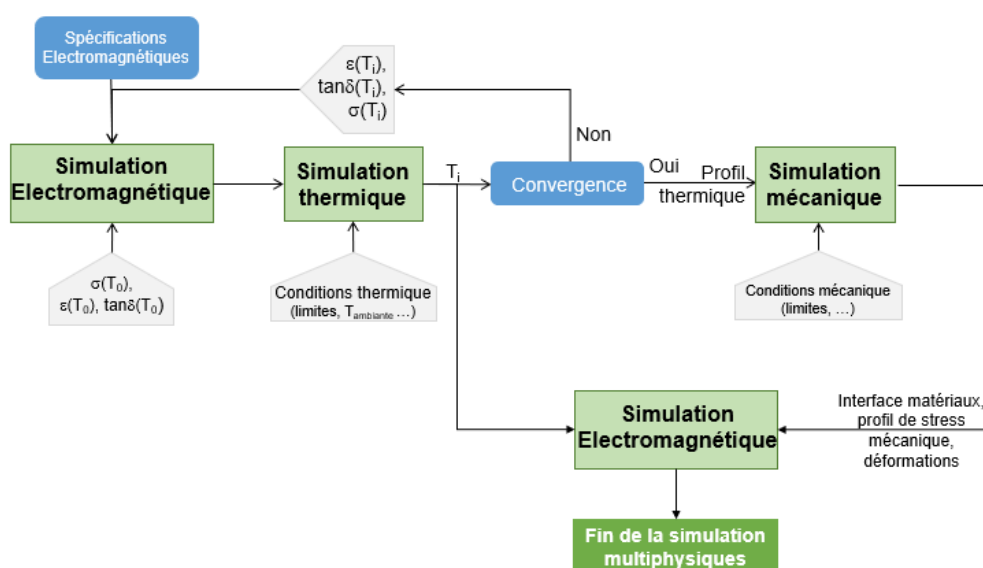


Figure 12 : diagramme des étapes de simulation multi-physique électro-thermo-mécanique

Il est à noter, de plus, que la réalisation de toutes ces simulations demande une importante base de données des paramètres et propriétés de chaque matériau, dans chaque domaine de la physique, et parfois en fonction de la température. Le Tableau 2 regroupe tous les paramètres multi-physiques nécessaires pour un matériau dans le cadre de nos applications. Une caractérisation complète requiert donc de longues campagnes de mesures et des compétences variées. Nous avons décrit dans les paragraphes précédents les méthodes de caractérisation que nous allons employer pour déterminer une part de ces paramètres (ϵ , σ , $\tan\delta$, α) et leur variation en fonction de la température et de la fréquence. Les autres paramètres seront considérés indépendants de la température et de la fréquence, nous utiliserons les valeurs indiquées par les fournisseurs.

Symbole	Description	Unité
Paramètres électromagnétiques		
ϵ	Permittivité (non-linéaire, anisotrope, dépendant en fréquence et en température)	F/m
σ	Conductivité (non-linéaire, anisotrope, dépendant en fréquence et en température)	S/m
$\tan\delta$	Pertes diélectriques (non-linéaire, anisotrope, dépendant en fréquence et en température)	1
Paramètres thermiques		
κ	Conductivité thermique	W/(m.K)
C_P	Capacité calorifique	J/(kg/K)
h_{conv}	Coefficient de convection	W/(K.m ²)
ξ	Emissivité	1
ρ	Densité	Kg/m ³
Paramètres mécaniques		
α	Coefficient d'expansion thermique	ppm/K
e	Module d'Young	Pa
ν	Coefficient de Poisson	1
ρ	Densité	Kg/m ³

Tableau 2 : paramètres matériaux nécessaire pour une simulation multi-physiques pour le logiciel CST (généralisable pour les autres logiciels)

I.2.3.2. Application à la compensation en température

L'utilisation des outils et techniques de simulations multi-physiques est nécessaire pour de nombreuses applications de filtrage. L'objectif principal de ces analyses est d'identifier si les variations de température ont un impact sur la réponse électromagnétique, au point de ne plus de respecter le gabarit demandé lors des spécifications de conception dans la gamme de température à laquelle le dispositif sera potentiellement confronté. Des techniques de compensation peuvent alors être mises en place, celles-ci sont également analysées avec les outils multi-physiques.

Les références [35] et [39] présentent ainsi des exemples d'analyses électrothermiques de filtres pour télécommunication. L'impact du changement de permittivité des matériaux sous l'effet de la température est étudié dans [35] tandis que [39] présente un système de compensation de l'expansion thermique dimensionnelle d'un filtre en guide d'onde. Comme le présente la Figure 13, la conception électromagnétique est d'abord effectuée, puis une analyse thermomécanique du filtre et des lames bimétals (le système de compensation) est effectuée à l'aide du logiciel ANSYS. Il est montré dans cette référence que la réponse du filtre peut rester conforme au cahier des charges fixé, malgré un changement de température imposé, en optimisant les dimensions et les propriétés de ces lames par la conception.

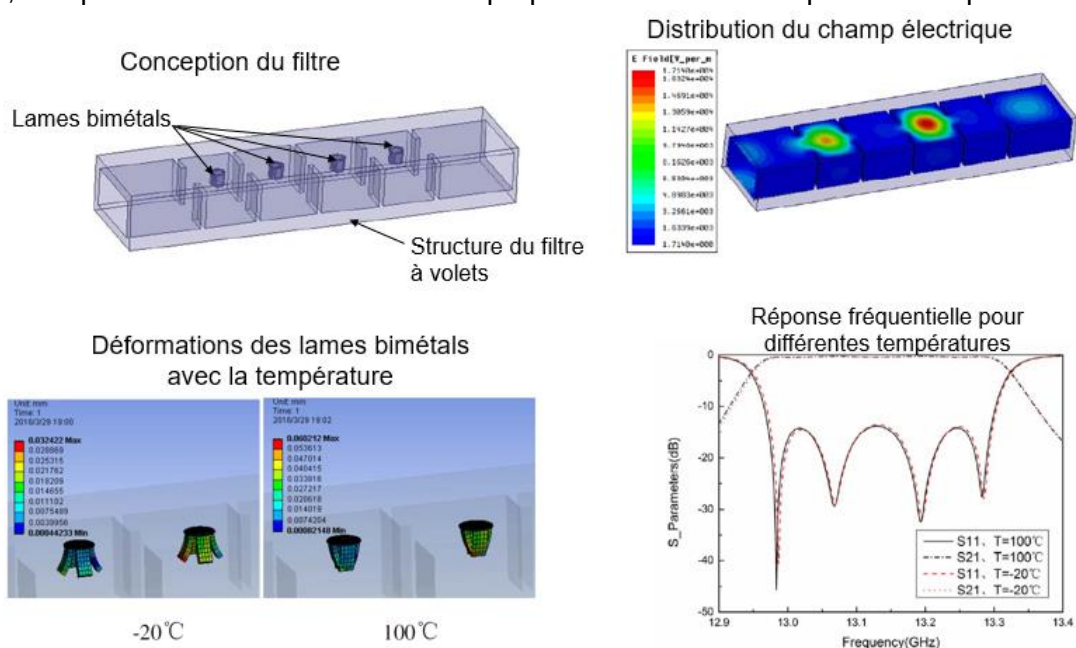


Figure 13 : compensation en température d'un filtre en guide d'onde par lames bimétals [39]

Une autre technique de compensation, s'appuyant sur les logiciels de simulation consiste à réaliser des abaques de variations fréquentielles en fonction des variations des propriétés des matériaux (thermomécanique, expansion thermique et/ou variation de permittivité) comme effectué dans [40] et [41]. Connaissant les variations dimensionnelles des matériaux en fonction de la température, il est possible de réaliser plusieurs simulations permettant de regarder l'évolution de la fréquence en fonction des variations de dimensions. Un exemple est illustré sur la Figure 14, provenant de [41], cette structure sera également décrite par la suite. Pour réaliser la compensation en température du système, il suffit alors de lire sur l'abaque pour quelles dimensions la dérive fréquentielle est nulle.

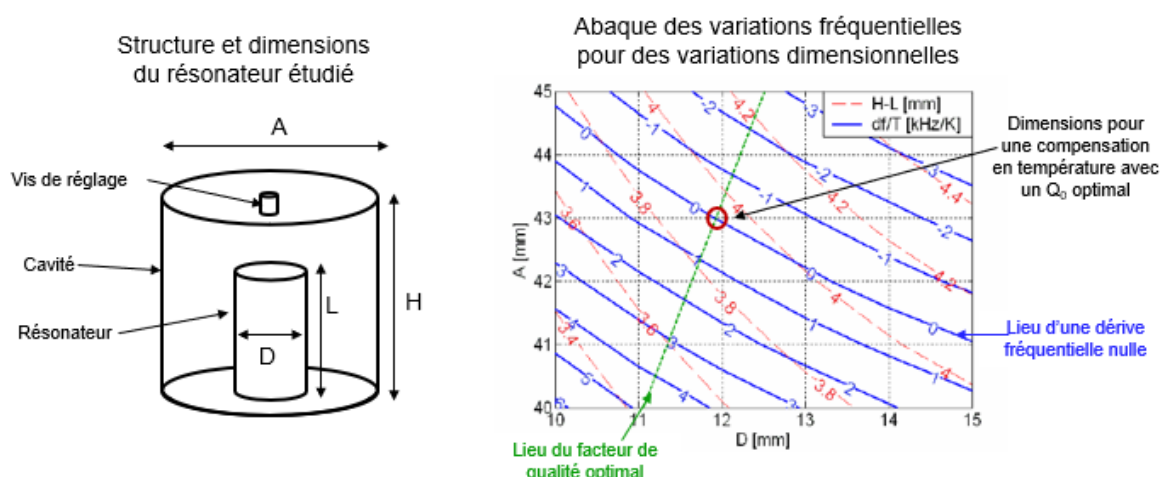


Figure 14 : schéma d'un résonateur et abaque des variations dimensionnelles et fréquentielles [41]

I.2.3.3. Conclusion sur la conception multi-physique

De nombreux outils et techniques existent donc pour réaliser des simulations multi-physiques et permettre d'anticiper la réponse des systèmes de télécommunication dans leur environnement. Ces méthodes requièrent cependant la mise en place de stratégies de simulation nécessitant parfois de nombreuses itérations. Des bases de données importantes relatives aux matériaux sont également nécessaires. Enfin, des prototypes et dispositifs de tests doivent être réalisés pour confronter simulations et mesures. Bien souvent, de nombreuses itérations (en simulation ou en réalisation de prototype) sont alors requises pour pouvoir réaliser des dispositifs compensés en température respectant les spécifications. En effet il devient extrêmement complexe de maîtriser au niveau requis chaque domaine physique simultanément.

I.3. Filtres utilisés et gestion des contraintes thermiques associées

Les systèmes développés pour les applications satellitaires doivent faire l'objet d'études particulières pour assurer un bon fonctionnement face aux conditions d'utilisation liées à l'espace, en intégrant les contraintes de conception d'ordre économique (taille, masse, etc). Cette partie présente les systèmes d'intérêt pour cette thèse déjà développés par différentes équipes de recherche pour les filtres hyperfréquence passifs, et leur conception vis-à-vis des contraintes thermiques, un des axes de nos préoccupations. Le second axe, la problématique du report et de l'intégration de filtres à hautes performances sur des cartes électroniques, est également abordé en présentant les solutions utilisées jusqu'alors.

I.3.1. Filtres volumiques métalliques

Les technologies volumiques métalliques étant généralement encombrantes et massives, elles répondent peu au besoin de report de composant peu volumineux, au moins dans le domaine des ondes centimétriques. Néanmoins, leurs performances électriques, avec des facteurs de qualité pouvant aller jusqu'à plusieurs milliers, rendent leur emploi indispensable pour certaines applications. Un point très critique est lié à leur excitation, qui nécessite la réalisation d'une transition spécifique pour être connecté à une carte planaire, qui peut être complexe à réaliser et contribue fortement aux pertes. Par ailleurs, il peut être

complexe de maîtriser des différentiels importants de coefficient d'expansion mécanique entre filtre et carte. Au niveau de cet état de l'art, nous allons donc nous concentrer sur les nombreuses études publiées sur les différents systèmes de compensation ou stabilisation thermique qui ont été mis en place au niveau des filtres, indépendamment donc de l'aspect report.

Pour éviter les dilatations thermiques des filtres, pour des écarts de température d'environ 80 °C, les solutions actuelles intégrant des résonances dans cavités métalliques utilisent généralement des matériaux stables en température, telles que l'Invar [10]. L'Invar a cependant le désavantage d'être très dense (trois fois l'aluminium) et d'avoir une faible conductivité thermique. Il est alors préférable d'éviter de réaliser des dispositifs composés de ce seul matériau. L'idée est alors de combiner plusieurs matériaux, dont les dilatations sont connues et maîtrisées, pour réaliser une stabilisation en température du filtre. De nombreux brevets à ce sujet ont été déposés [42], [43]. Cette compensation est très intéressante car passive et auto-réalisatrice, dans le sens où la température, phénomène que l'on cherche à compenser, est aussi le phénomène qui déclenche le phénomène de compensation. Classiquement, la technique de compensation consiste à effectuer un assemblage Invar-Aluminium. La cavité est réalisée en Aluminium, tandis que des structures en Invar sont ajoutées de manière à contraindre la structure en Aluminium, pour que ses dilatations ne produisent pas de décalage en fréquence. Un exemple est donné en Figure 15 pour illustrer ce principe.

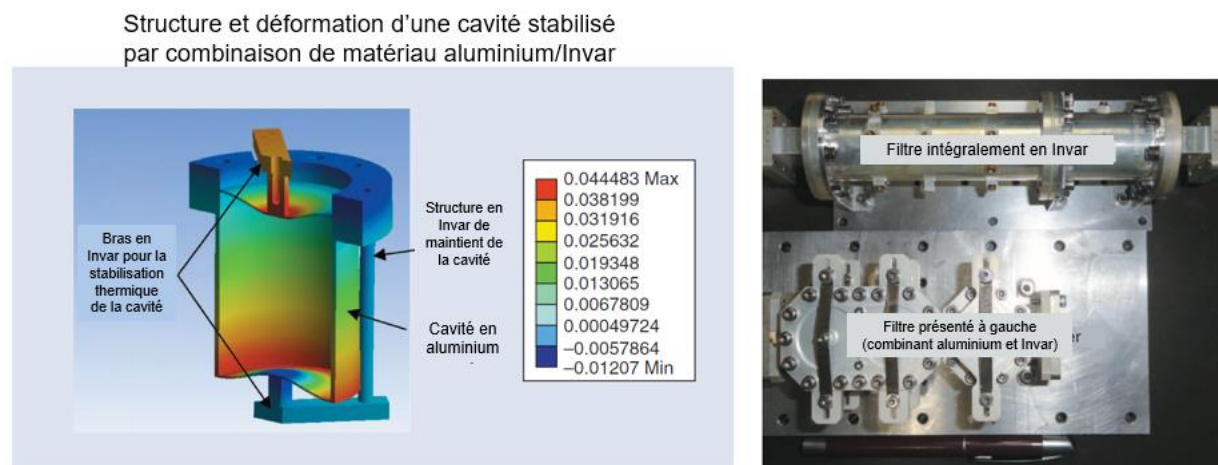


Figure 15 : conception d'un résonateur à cavité circulaire compensé en température (à gauche) et photos de filtres compensés en bande Ku (à gauche) [10]

Certaines zones de la cavité sont maintenues de telle sorte que lorsque la cavité en aluminium se dilate, les bras en Invar produisent une contrainte s'opposant à la dilation. Le mode de résonance utilisé, dont la fréquence de résonance diminuerait dans une cavité en aluminium avec l'augmentation de température, est alors perturbé en retour par les bras en Invar, ce qui réalise la compensation du filtre. Les dimensions de la cavité ont donc changé à cause de la température, mais l'assemblage fait que la cavité déformée conserve toujours la même fréquence centrale, dans la gamme de température souhaitée. Cette technique permet de réduire la dérive fréquentielle de -23,6 ppm/°C (Aluminium seul avec un CET d'environ 24 ppm/°C) à 0,5 ppm/°C (combinaison Invar-Aluminium) contre 1,4 ppm/°C pour l'Invar seul.

Cette technique nécessite néanmoins un investissement dans des matériaux avec d'excellentes propriétés thermomécaniques, pour lesquelles des concessions sont faites sur ses désavantages (ici la densité importante de l'invar). Une autre technique présentée en Figure 16 et dans la partie précédente consiste à accepter et utiliser la dilatation des matériaux constituant le résonateur. Ainsi, dans les travaux présentés dans [41], un mode coaxial est utilisé. Le corps de la cavité est en aluminium tandis que le cylindre intérieur est en Fer. Un effet capacitif est généré entre le haut de ce cylindre et la face supérieure de la cavité. Lors des dilatations différentes de la cavité en aluminium et de sa charge en fer, cet effet capacitif va évoluer selon les dimensions de la structure et permettre de contrôler la fréquence de résonance du mode pour qu'elle reste constante. Un assemblage de ces résonateurs est ensuite effectué de manière à réaliser des filtres. La dérive en fréquence est ainsi réduite de $-23,6 \text{ ppm/}^{\circ}\text{C}$ à $-0,5 \text{ ppm/}^{\circ}\text{C}$.

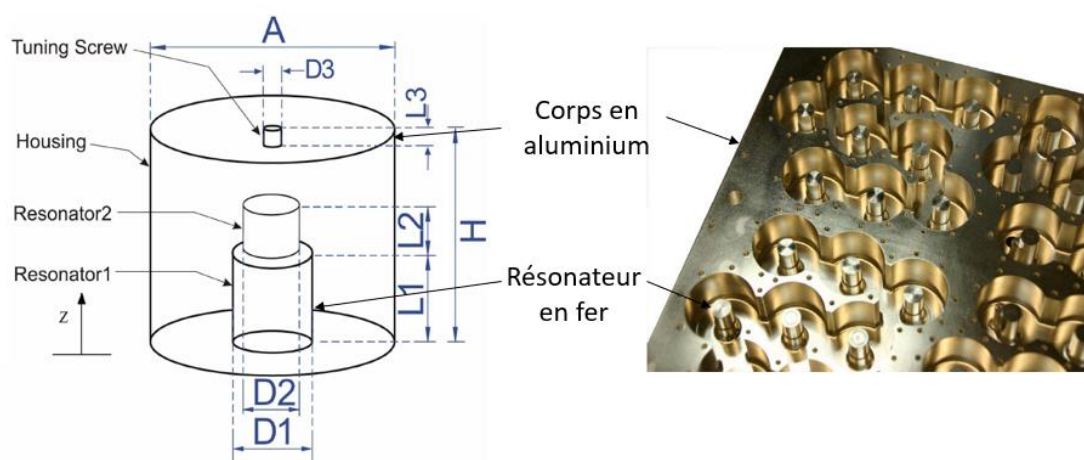


Figure 16 : structure du résonateur à mode coaxial avec résonateur à marches, corps de la cavité (housing) en aluminium, charge (resonators) en fer, et photo des filtres réalisés [41]

Ces précédents assemblages permettent la compensation en température, mais nécessite une conception dédiée du dispositif en fonction des matériaux utilisés. La méthode de compensation présentée en [44] (et également en [39] dans la partie précédente) utilise, quant à elle, une structure de filtre à volet traditionnelle dans laquelle sont ajoutées des vis de réglage comprenant une lame bimétal. Cet insert utilise l'effet bilame, dans lequel deux matériaux à CET différents sont assemblés pour former un actuateur mécanique, se déformant avec les variations de température. Cette lame est ensuite placée dans un filtre classique dans lequel elle perturbe le champ du mode de résonance, de manière à maintenir sa fréquence de résonance constante malgré les effets de changement de température, comme présenté en Figure 17. La dérive en fréquence dans ce cas est ainsi réduite de $-23,6 \text{ ppm/}^{\circ}\text{C}$ à $2,35 \text{ ppm/}^{\circ}\text{C}$.

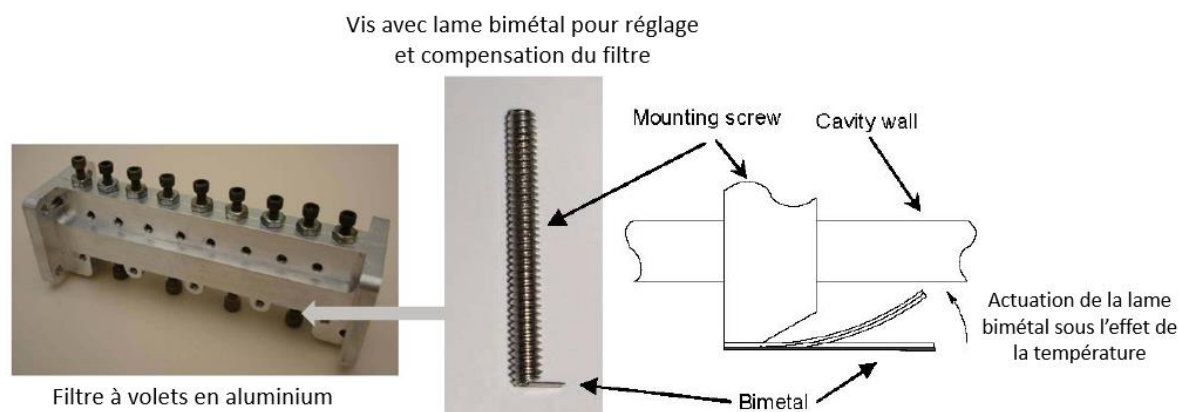


Figure 17 : influence de la lame bimétal sur le champ électrique du mode de résonance (en haut à gauche), photos du filtre et de la vis, et principe d'actuation de la lame [44]

Plusieurs techniques sont ainsi possibles pour éviter la dérive en fréquence des filtres volumiques, pour réduire la dérive fréquentielle du matériau seul, $-23,6 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ dans le cas de l'Aluminium, à quelques $\text{ppm}/^\circ\text{C}$. Celles-ci utilisent principalement des matériaux avec des caractéristiques thermomécaniques maîtrisées, en les combinant au mieux, ou en utilisant leurs faibles sensibilités aux effets thermiques. Cette conception particulière nécessite également de sélectionner un mode de résonance spécifique, permettant d'être contrôlé par le système mis en place. Le Tableau 3 présente une synthèse de l'évaluation de ce type de dispositifs.

Technologie Critère	Volumique métallique		Figure de mérite
Taille/masse	Importante	⬇	
Report/intégration	Mauvaise	⬇	
Facteur de qualité	Plusieurs milliers > 1 000 – 10 000	⬆	
Compensation en température	Très bonne	⬆	

Tableau 3 : évaluation de la technologie volumique compensée en température

I.3.2. Filtres à résonateur diélectrique

Une autre catégorie de filtres volumiques est également très utilisée pour les applications spatiales : les dispositifs à résonateurs diélectriques. Ceux-ci présentent une meilleure compacité que les filtres volumiques métalliques (à niveau de Q_0 comparable), ce qui est intéressant vis-à-vis de la volonté d'intégration sur des cartes PCB¹⁶, et surtout peuvent être compensés en température. Les résonateurs diélectriques présentent également de bonnes performances avec des facteurs de qualité de plusieurs milliers, ce qui en fait donc des dispositifs à étudier.

¹⁶ De l'anglais : printed circuit board, circuit imprimé

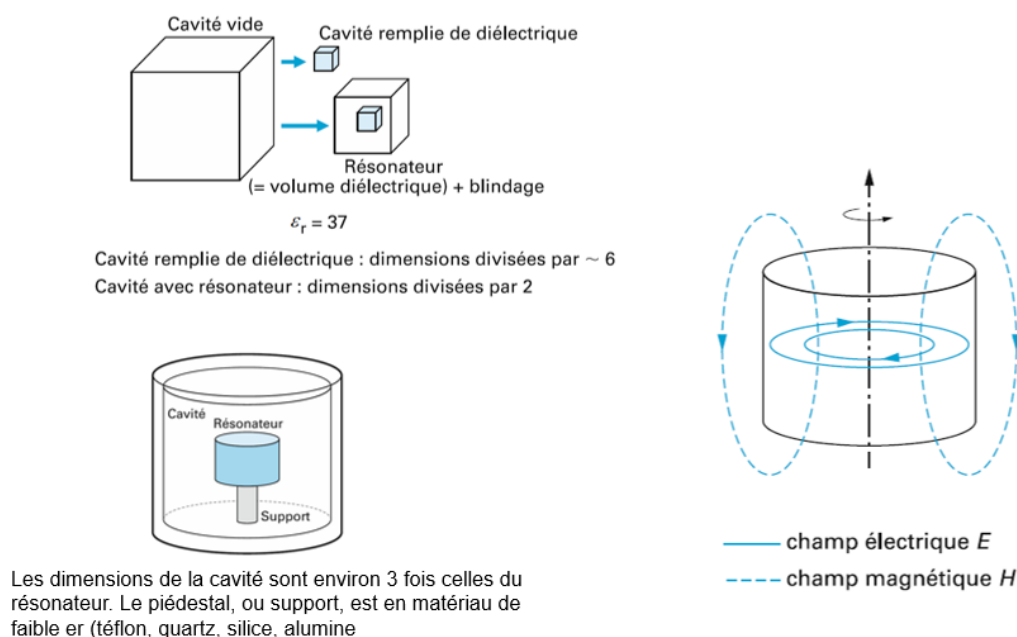


Figure 18 : principe du résonateur diélectrique (à gauche et en bas à droite) et utilisation dans une cavité (en haut à droite) [45]

Le principe du résonateur diélectrique consiste à charger une cavité par un matériau diélectrique à forte permittivité et faibles pertes, comme montré Figure 18. Le champ électromagnétique (électrique ou magnétique) est alors concentré dans le matériau, ce qui permet une meilleure compacité, car pour une même fréquence, avec une permittivité élevée, les dimensions sont réduites. De plus, cela permet aussi d'obtenir des facteurs de qualités élevés grâce aux très faibles pertes des matériaux utilisés d'une part, et à une faible concentration du champ sur les parois métalliques d'autre part. Une large gamme de solutions utilisant différents modes et différentes configurations a déjà été étudiée pour des applications spatiales. Ceci est décrit dans les références [45],[46] et illustré avec un filtre développé pour le spatial représenté en Figure 19.

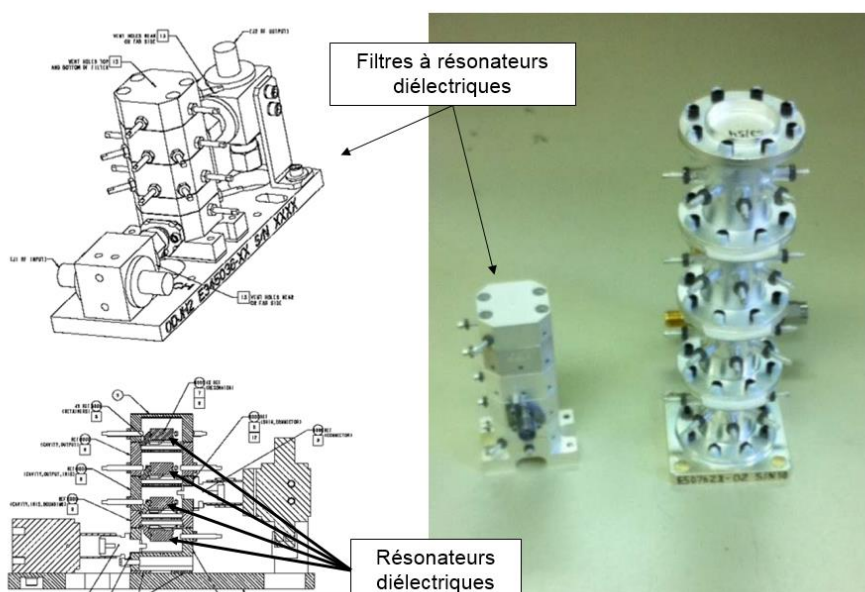


Figure 19 : exemple de filtres à résonateur diélectrique pour applications satellitaire en bande Ka, à droite comparaison avec un filtre volumique conventionnel [47].

L'intérêt supplémentaire de cette solution est qu'il existe de nombreuses variétés et combinaisons de matériaux pouvant être utilisés pour la réalisation des résonateurs. Cela permet de disposer de différentes propriétés selon les applications et de proposer différents types d'utilisation, voir Figure 20. Il est ainsi possible de placer le résonateur dans une cavité ou un guide d'onde, mais également de venir le reporter ou le combiner avec un substrat de permittivité différente [48]. Les différentes compositions d'éléments le constituant permettent d'optimiser leurs performances (meilleurs facteurs de qualité) mais aussi et surtout de réaliser la compensation en température du résonateur. L'idée principale dans ce cas est de compenser la dérive en fréquence du résonateur provenant des changements dimensionnels en provoquant un changement de permittivité du milieu en fonction de la température, qui agit de manière contraire pour que les deux phénomènes s'équilibrent. Ainsi la fréquence de résonance du mode est maintenue constante quels que soient les changements de température.

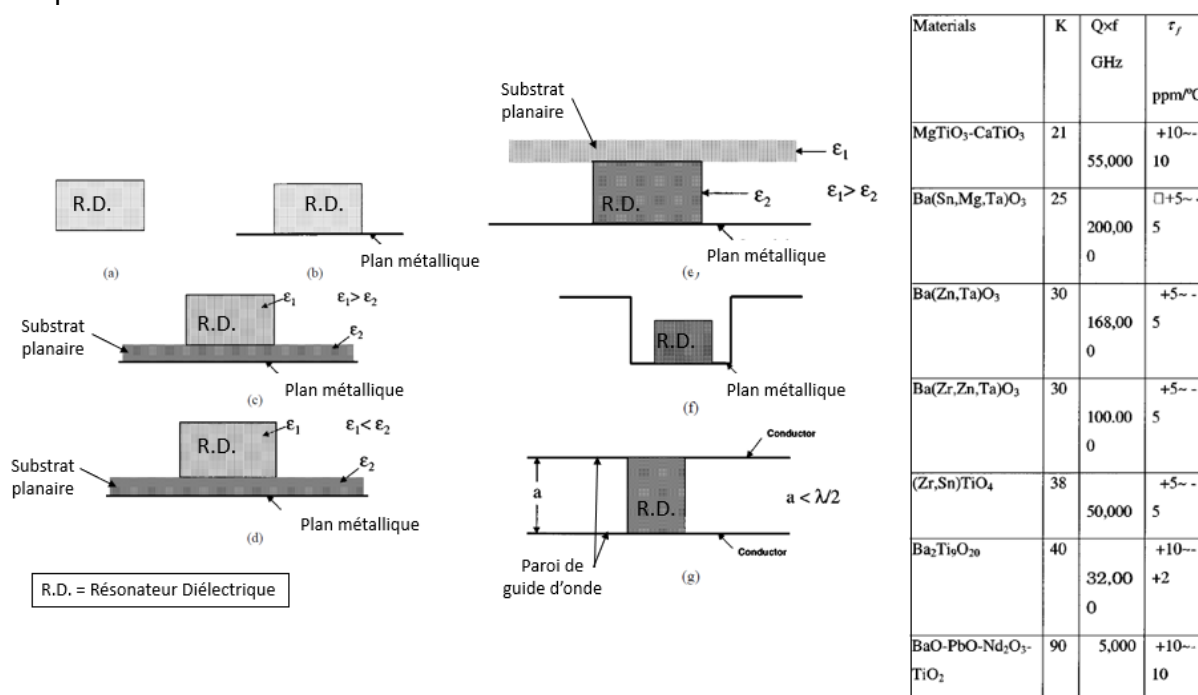


Figure 20 : configurations avec des résonateurs diélectriques reportés sur substrat (à gauche) et compositions et performances de différents matériaux (à droite) [48]

Les résonateurs diélectriques sont également grandement utilisés dans les oscillateurs, systèmes de génération de signal harmonique [49], [50]. Le résonateur, placé en rétroaction de l'élément actif, permet alors de fixer la fréquence d'oscillation efficacement grâce à ces excellentes performances (faible bruit de phase de l'oscillateur lié à des forts facteurs de qualité du résonateur) et également de l'isoler du bruit thermique grâce à la compensation en température. Cette application est intéressante vis-à-vis de la problématique car les résonateurs diélectriques sont généralement reportés sur des cartes électroniques au côté notamment des composants actifs. Le Tableau 4 présente une synthèse de l'évaluation de ce type de dispositifs.

Technologie Critère	Résonateur diélectrique	Figure de mérite
Taille/masse	Moyenne	
Report/intégration	Bonne	
Facteur de qualité	Quelques milliers > 1 000 – 5 000	
Compensation en température	Bonne	

Tableau 4 : évaluation des technologies à résonateur diélectrique compensées en température

I.3.3. Filtres à technologie planaire

Les dispositifs planaires reposent sur l'utilisation de substrats diélectriques métallisés (PCB), sur lesquels des circuits aux fonctions spécifiques sont réalisés pour remplir la mission demandée. Les résonateurs réalisés (quart d'onde, demi-onde, anneau) ont des performances plutôt limitées avec des facteurs de qualité de quelques centaines, en raison de la présence du substrat et des conducteurs métalliques qui apportent des pertes. Cependant ces circuits présentent un excellent rapport masse/taille. De plus il est possible de produire de grandes quantités de substrats, et d'y imprimer des circuits : on obtient ainsi des produits à faible-coût. Les technologies planaires de base présentent des performances limitées, mais de nombreuses configurations et optimisations ont permis des évolutions amenant cette technologie à devenir intéressante pour une large part d'applications. Les composants à fort facteur de qualité seront présentés dans un premier temps. Les composants compensés en température qui ont été proposés seront ensuite exposés.

I.3.3.1. Intégration pour un report sur une carte

Les réalisations à base de ligne microruban ou coplanaire pour la réalisation de filtres sont nombreuses, des résonateurs de type Hairpin ou en anneaux sont largement utilisés et étudiés [51], [52]. Le champ des modes utilisés s'établit dans ce cas autour des métallisations du motif, dans le substrat. Ce dernier présente souvent des pertes non-négligeables, et le volume de résonance étant relativement petit tout comme les surfaces métalliques vues par le champ, les facteurs de qualités sont limités à quelques centaines, selon la qualité du substrat utilisé. Les applications de puissances ne peuvent pas être envisagées avec cette technologie.

Cependant, de nouvelles générations de dispositifs à base de substrat diélectrique ont été développées pour obtenir de meilleures performances. La technologies SIW¹⁷ consiste à placer des trous métallisés entre les métallisations supérieures et inférieures des substrats pour créer une résonance volumique [53]. Les modes et configurations sont alors analogues aux technologies guides d'ondes, ce qui permet de reproduire un grand nombre de systèmes dans cette configuration [54], [55]. Les performances étant toujours grandement limitées par le substrat et ses caractéristiques, de nouvelles configurations permettant d'établir la résonance dans l'air (et non plus dans un diélectrique) ont été développées, notamment la

¹⁷ De l'anglais substrate Integrated Waveguide

technologie AFSIW¹⁸ dérivée du SIW [56]. Celle-ci consiste à réaliser un assemblage de trois plaques, en évitant la partie où le mode de résonance se forme, comme le montre la Figure 21. Le défaut du SIW est l'interface générée par les trous métallisés (qui n'est pas un court-circuit électrique parfait), par les qualités du substrat utilisé, et par le rapport de forme des cavités réalisées, en particulier aux longueurs d'onde centimétriques : l'épaisseur de substrat est généralement limitée, ce qui dégrade le facteur de qualité. De manière analogue au SIW, différents composants, dont des filtres, peuvent être réalisés en AFSIW.

Pour s'affranchir des pertes liées à la présence des trous métallisés, la solution consiste alors à métalliser les côtés du substrat pour maximiser le facteur de qualité comme réalisé en [57], que l'on appelle alors ESIW. Cependant, cela nécessite toujours un assemblage de plusieurs plaques.

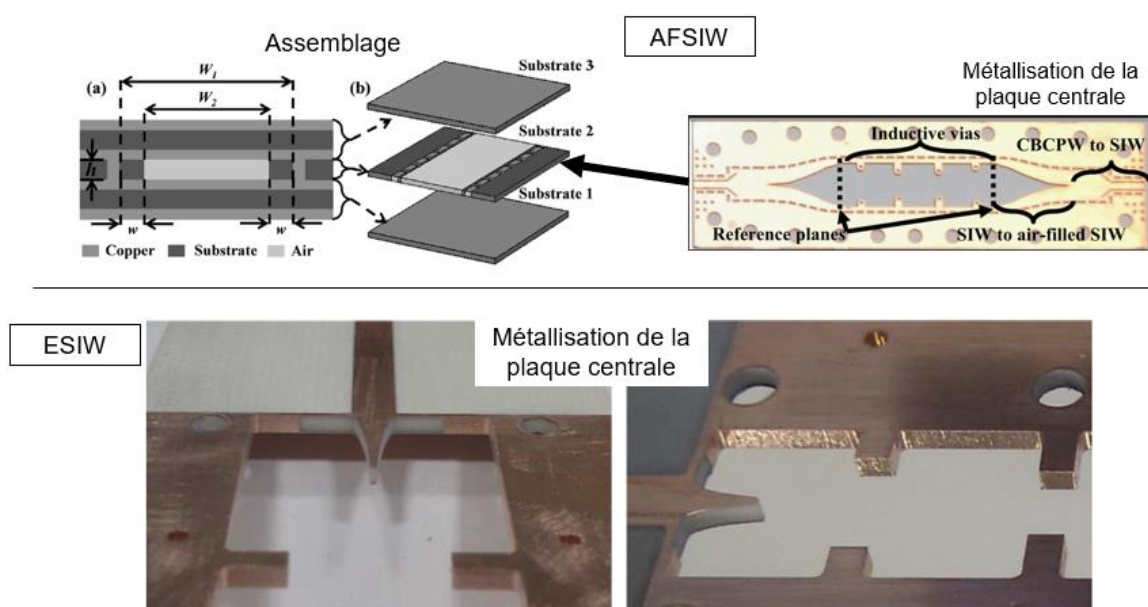


Figure 21 : principe du AFSIW et exemple de filtre dans cette technologie [58] (en haut) et photos de dispositifs ESIW où une métallisation latérale est effectuée pour s'affranchir des vias [57] (en bas)

Enfin, l'assemblage de cavités multi plaques avec ou sans trous métallisés peut également être réalisée de manière à produire des circuits compacts, comme en SIW, mais sur plusieurs niveaux. Cela permet d'optimiser les performances et l'encombrement, [59], [60]. Cet assemblage multicouche permet également une forte intégration et une construction en lien avec les technologies employées dans la conception de cartes et composants électroniques.

I.3.3.2. Compensation en température

Les technologies de réalisation de cartes électroniques étant maîtrisées, ainsi que le report de composants, la dérive en température peut être contrôlée grâce à des dispositifs de mesure de la température et des commandes de rétroaction sur les composants du filtre [61]. Cette compensation active engendre cependant une consommation et des composants supplémentaires et peut générer des problèmes de stabilité, de linéarité, de facteur de bruit. Elle est bien adaptée dans ce cas, où la fonction de filtrage est très intégrée, et permet une

¹⁸ De l'anglais air-filled substrate Integrated Waveguide

excellente stabilisation du système. Ce type de compensation active est cependant difficilement transposable sur les autres technologies présentées dans les parties précédentes et très difficilement adaptable à des fréquences de travail élevées (plusieurs GHz). Cela demanderait des moyens supplémentaires inappropriés dans la conception et la réalisation (chaîne de mesure de température en plusieurs points, dispositifs de réglages de fréquences, commande mécanique ou électronique, etc).

La solution la plus en adéquation avec notre problématique est donc de réaliser une compensation passive sur ces dispositifs planaires. Une solution consiste à combiner des composants qui réagissent de manière complémentaire aux changements de température. Ceci est présenté en [62] : le varactor, sous l'effet de la température va provoquer un changement d'impédance sur l'excitation du résonateur. Ce changement d'impédance va modifier le couplage de la cavité et provoquer un changement de fréquence contrebalançant le changement de fréquence dû à la dilatation thermique. Cette compensation est intéressante car passive et auto-réalisatrice. Elle nécessite cependant une conception jointe du résonateur et de son système de compensation externe. L'amélioration passe par l'intégration du système de compensation dans le résonateur lui-même, du fait de sa conception. Ce principe est mis en œuvre dans [63] sur la technologie SIW, sur le même principe que la compensation de résonateur diélectrique. Le changement de permittivité du substrat permet de compenser sa dilatation due aux changements thermiques. Cela nécessite cependant une étude approfondie des caractéristiques du substrat pour trouver un couple CET/CTP (coefficient d'expansion thermique / coefficient thermique de permittivité) qui permette de réaliser la stabilisation en température du dispositif. Il faut impérativement que ce coefficient thermique de permittivité soit négatif, ce qui réduit la gamme de substrats utilisable, voir Figure 22. Les performances sont alors d'autant plus limitées et compliquées à améliorer qu'il faut accepter pour la résonance (pour le facteur de qualité à vide en particulier) les caractéristiques du substrat qui convient pour réaliser la compensation.

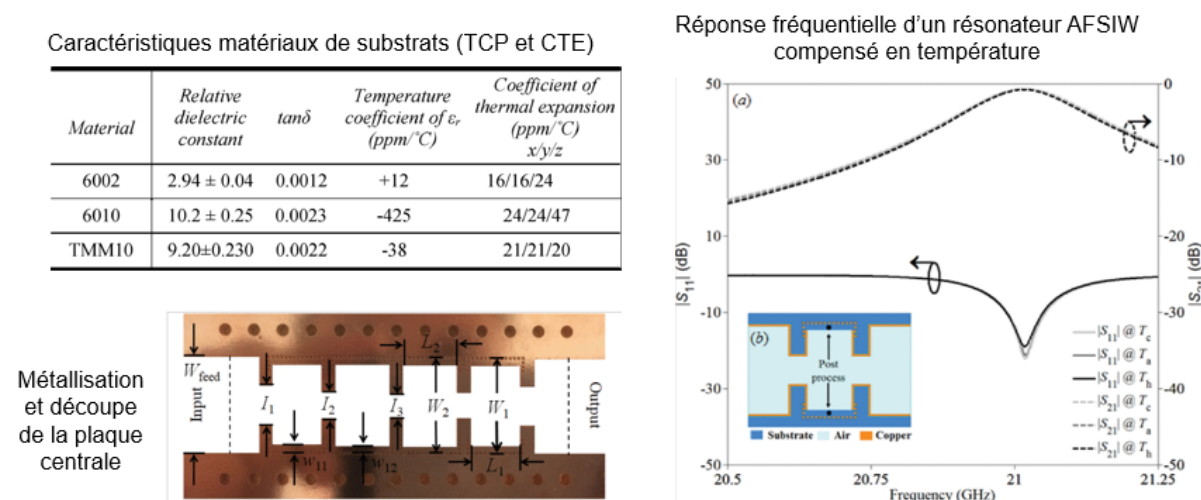


Figure 22 : caractéristiques de substrats RogerCorp testées pour une compensation [63] (en haut à gauche), et réalisation d'un filtre AFSIW compensé (en bas à gauche) s'appuyant sur le travail avec un résonateur [40] (à droite).

Cette technique d'auto compensation passive est cependant également adaptable au AFSIW, avec pour objectifs d'obtenir des dispositifs avec de meilleures performances en termes de facteur de qualité et d'être moins contraint sur le choix du substrat. La référence

[40] présente ainsi la compensation de filtres AFSIW, en insérant dans la cavité résonante une quantité de diélectrique suffisante pour la compensation en température. Cela permet de réduire les pertes diélectriques sur le principe du AFSIW tout en gardant la compensation en température. Le substrat doit alors être choisi avec un TCP négatif seulement, et non plus en lien avec le CET. La Figure 22 présente la compensation d'un résonateur AFSIW.

Le Tableau 5 établit une synthèse de l'évaluation de ce type de dispositifs planaire/multicouches en rapport avec la problématique étudiée.

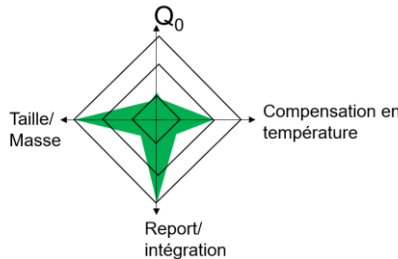
Technologie Critère	Planaires		Figure de mérite
Taille/masse	Faible		
Report/intégration	Bonne		
Facteur de qualité	Quelques centaines > 100 – 800		
Compensation en température	Possible		

Tableau 5 : évaluation des technologies planaires compensées en température

I.3.4. Filtres reportés en surface

Les technologies planaires et volumiques répondent chacune à une partie de nos besoins, en termes de performances ou en termes d'intégration. Le but de ce manuscrit est de répondre à ces deux problématiques en reportant des dispositifs sur des cartes électroniques. Cette partie présente donc un état de l'art des systèmes et dispositifs réalisés dans cette optique.

Ainsi, au vu des parties précédentes, les technologies volumiques présentent des facteurs de qualité plus élevés, tandis que les technologies planaires permettent d'obtenir une meilleure intégration. L'idée est alors de mixer les deux technologies pour avoir des meilleures performances sur des dispositifs connectés à des substrats planaires. Nombre de transitions de guides d'ondes vers lignes micro-ruban ont été réalisées et étudiées ([64] par exemple). En s'appuyant sur ce type de topologies, l'assemblage de structures volumiques avec un substrat d'accueil a été réalisé, voir Figure 23. Un assemblage reste nécessaire dans ce type de transition pour imposer un maximum de champs au niveau du substrat et ainsi optimiser l'efficacité de la transition.

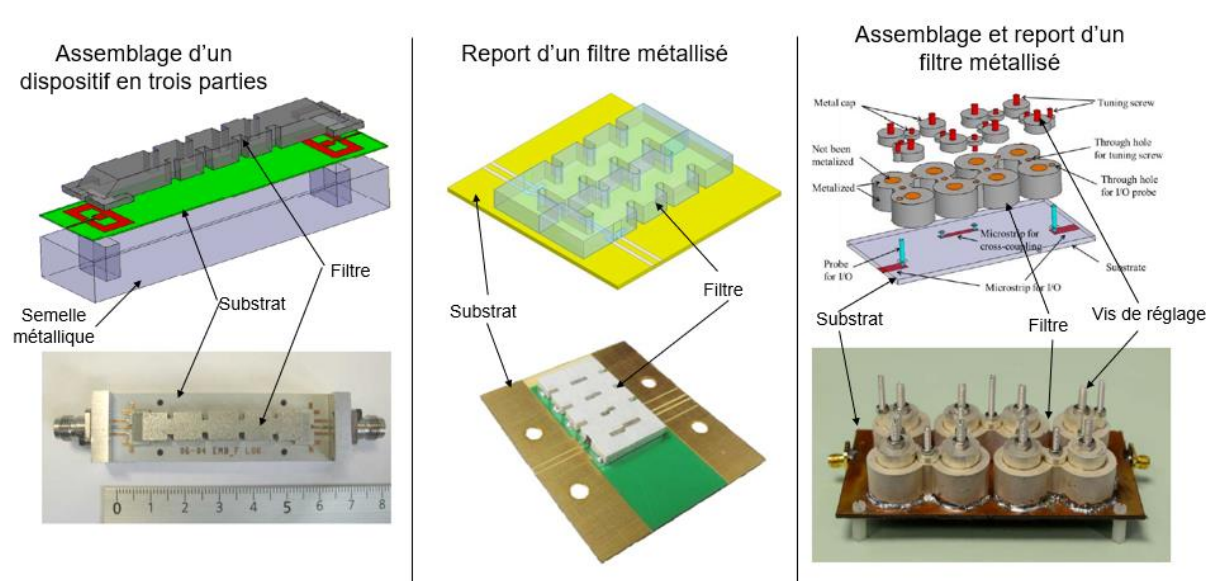


Figure 23 : filtres reportés sur PBC par assemblage [65] (à gauche), par report direct [66] (au milieu) et avec les deux processus, report et assemblage [67] (à droite)

Le dispositif étudié consiste à faire une transition dans un guide diélectrique pouvant être réalisé par usinage ou moulage, les différentes parties étant ensuite soudées entre elles [65]. La référence [68] présente également des cavités en deux parties assemblées sur un substrat. L'excitation par le milieu de la cavité permet d'avoir des couplages assez forts pour ensuite réaliser des filtres. L'intégration est bonne mais cela nécessite un assemblage de trois parties avec le substrat au milieu.

Pour contourner ce problème, une transition différente est réalisée, où le champ est amené progressivement dans le diélectrique. Celle-ci permet alors de reporter directement le dispositif en surface en le collant ou en le soudant, [66], [69]. L'intérêt est alors de pouvoir réaliser des topologies de filtres volumiques classiques, pour lesquels la synthèse est maîtrisée. Un autre type de filtre développé est présenté en [67], celui-ci nécessite également un assemblage plus complexe, mais il comporte des dispositifs de réglage. La transition entre la ligne d'excitation et les cavités volumiques se fait par l'intermédiaire d'une sonde directement insérée dans le matériau diélectrique composant les résonateurs.

Tous ces dispositifs nécessitent une métallisation externe du diélectrique. Bien que de nombreuses techniques existent, il faut néanmoins réaliser des motifs spécifiques sur la métallisation pour les réalisations de transitions. Ceux-ci peuvent être compliqués à produire et l'assemblage des parties demande alors une grande maîtrise de l'alignement.

Une autre technique de report utilisant des composants connus consiste à insérer les résonateurs diélectriques sur les cartes planaires, et à les exciter par les lignes microruban [70], comme illustré en Figure 24. En combinant plusieurs résonateurs, il est ainsi possible de réaliser des filtres [71].

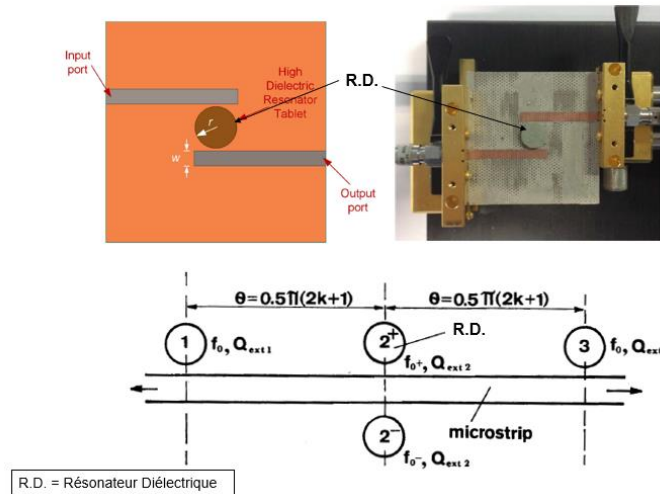


Figure 24 : report direct de résonateur diélectrique sur PCB [70] (en haut) et placement des résonateurs autour d'une ligne pour réaliser une fonction de filtrage [71] (en bas)

Le report de résonateurs diélectriques est intéressant pour les dispositifs très compacts et avec de forts facteurs de qualité grâce aux fortes permittivités et faibles pertes des matériaux utilisés. La compensation en température est également possible en choisissant un matériau qui respecte les contraintes souhaitées.

Cependant, pour atteindre de meilleures performances, il est préférable d'établir les résonances dans l'air. Ainsi, en partant d'excitations en technologie planaire, il est possible de reporter des cavités en métal sur le substrat. La référence [72] utilise par exemple une transition micro-ruban vers SIW, permettant dans un premier temps d'établir des modes planaires, puis effectue un couplage avec des cavités métalliques reportées sur le substrat, comme le montre la Figure 25. La réalisation, qui reste multicouche (avec pour inconvénient de multiplier les problèmes d'alignement et d'interface), permet ainsi d'exploiter au mieux les technologies de fabrication de circuits planaires.

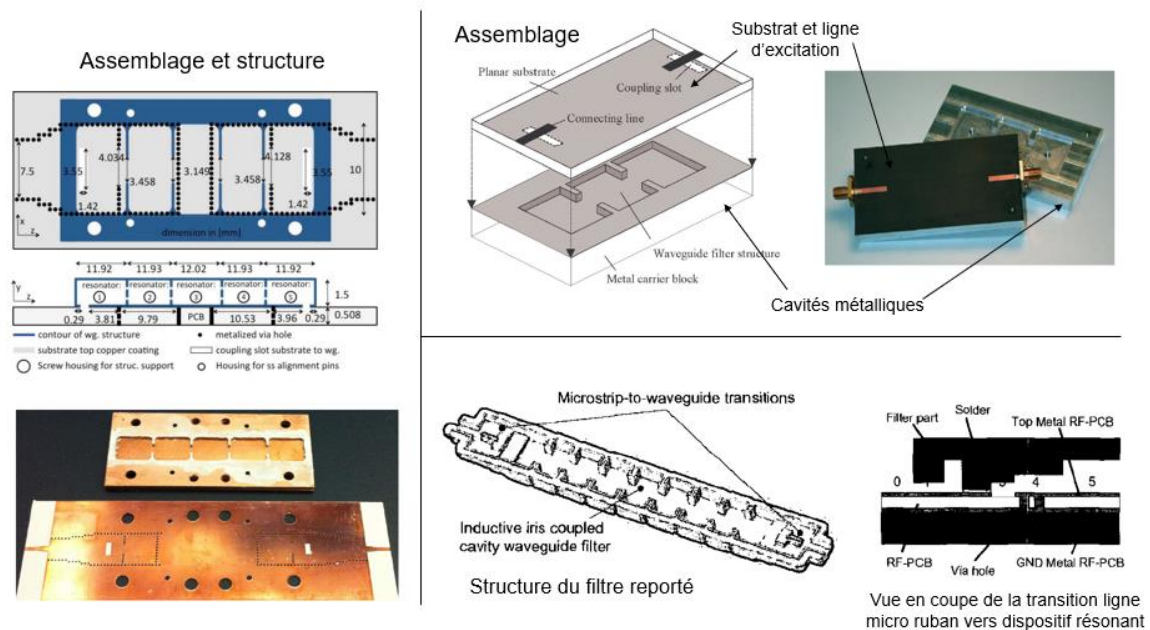


Figure 25 : intégration de cavité volumique avec la technologie SIW [72] (à gauche), excitation par fente d'un filtre volumique [73] (en haut à droite) et report d'un filtre sur une ligne micro ruban [74]

Les références [73] et [75] présentent une autre technique d'excitation de cavité métallique en plaçant une fente dans le plan de masse sous la ligne microruban (Figure 25). Le champ étant concentré dans le substrat, avec des colinéarités avec le champs des cavités, cela permet de coupler les cavités. L'assemblage dans ces derniers cas est relativement simple, mais demande une manipulation du substrat pour effectuer des actions sur ses deux faces, et un bon positionnement des cavités sous le substrat. Pour faciliter encore davantage le report, la cavité volumique doit être reportée directement sur la face du substrat où se trouvent les lignes microruban, comme dans les références [74] et [76], et la Figure 25. Il est également possible d'utiliser des cavités volumiques sur différents modes duaux pour rendre plus compacts et optimiser les performances des composants filtrants, [77]. Pour optimiser au maximum l'utilisation de machine de report de type flip-chip, un travail important doit être fait sur la transition et la technique de report. La référence [78] montre ainsi une transition originale via une bille d'alumine et répondant très bien aux demandes de ce type de report.

Les techniques de report de filtres sur substrat présentées ici permettent donc d'utiliser des technologies existantes (résonateurs diélectriques, guide d'onde vide, guide d'onde diélectrique) en les adaptant aux contraintes liées aux substrats. Différents types de transitions doivent alors être mis en place pour réaliser une excitation efficace du dispositif reporté. Les dispositifs présentés dans cette partie n'ont cependant pas été réalisés dans l'objectif de les compenser en température. Le Tableau 6 présente une synthèse de l'évaluation des filtres reportés en surface sur les mêmes critères des précédentes techniques.

Technologie	Filtres reportés en surface		Figure de mérite
Critère			
Taille/masse	Moyenne	→	
Report/intégration	Excellent	↗	
Facteur de qualité	Quelques milliers ~1 000	↘	
Compensation en température	Non-réalisée	?	

Tableau 6 : évaluation des filtres reportés en surface pour la compensation en température

I.3.5. Conclusion sur les technologies de filtres

De nombreuses technologies de filtrage existent donc pour répondre aux besoins des télécommunications et plus particulièrement des satellites de télécommunication. Certaines présentent des performances très élevées tandis que d'autres sont très compactes. Puisqu'elles doivent fonctionner dans un environnement thermique contraignant, des solutions de compensation en température ont été développées pour conserver une réponse fréquentielle stable quelles que soient les conditions de température.

La problématique définie dans ce manuscrit se concentre principalement sur les aspects performances, report et compensation. Il existe des filtres répondant à chacun de ces aspects, mais il apparaît qu'un travail reste à effectuer pour atteindre un compromis entre les quatre critères évalués, en lien avec l'application visée, tout en intégrant également des

contraintes de coût et d'assemblage industriel. Ces deux derniers critères ont une importance pour nos besoins mais sont très difficilement quantifiables et comparables car ils dépendent beaucoup des moyens (techniques et financiers) à disposition pour la réalisation d'un produit fini.

I.4. Conclusion du chapitre

Le domaine des transmissions par satellites de télécommunication, contexte générale de ce travail de thèse a été exposé en premier lieu. Les conditions d'utilisation extrêmes de ces satellites en rendent la conception plus complexe, car elle nécessite de prendre en compte de nombreux phénomènes relatifs à différents domaines de la physique, parfois liés entre eux. L'étude est limitée aux filtres et à leurs réponses sous les effets thermiques. Elle porte également sur la conception de nouveaux filtres pour un report sur des cartes PCB, pour proposer de nouveaux concepts répondant toujours aux contraintes thermiques du spatial, mais aussi à des demandes économiques, c'est-à-dire pour une production à faible coût et en série pour des constellations de satellites, possédant toujours des performances élevées.

Des outils permettant de simuler et d'analyser les effets thermomécaniques de la dilatation et des changements de propriété des matériaux ont été décrits. Les technologies existantes de filtres pour le spatial, avec des techniques de compensation en température, ont aussi été présentées au travers des prototypes et des études déjà publiées. Le Tableau 7 regroupe et évalue ces différentes technologies en rapport avec nos préoccupations. Il apparaît ainsi que les résonateurs diélectriques répondent à tous les aspects de la problématique, bien qu'il n'y ait pas de référence validant toutes les contraintes requises. De même, il existe des filtres reportés en surface avec des performances suffisamment élevées pour nos exigences, mais dont l'aspect compensation en température n'a pas été abordé. Les prochains chapitres seront donc dédiés à la caractérisation et la conception d'outils et de techniques pour la réalisation de filtres répondant à l'ensemble des contraintes passées en revue dans ce chapitre, en s'appuyant sur les références citées.

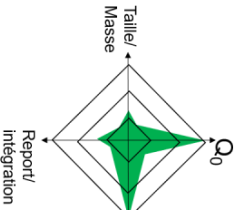
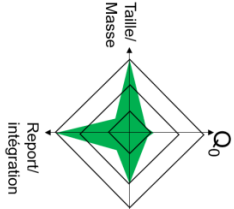
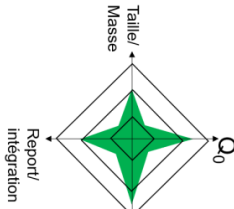
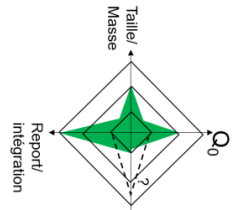
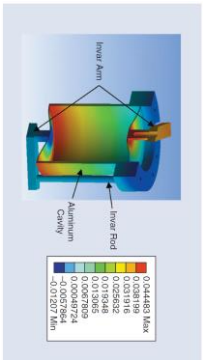
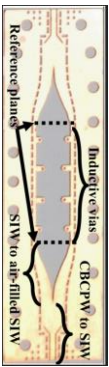
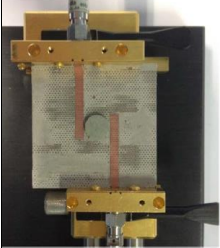
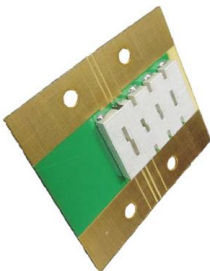
Technologies	Volumique métallique	Planaire	Résonateurs diélectriques	Filtres reportés en surface
Figure de mérite				
Dispositif démonstratif	Filter volumique en aluminium stabilisé en température avec des parties en Invar [10] 	Filter AFSIW, assemblages multicouches [56] 	Résonateur diélectrique reportés sur substrat, excité par ligne microuban [68] 	Filter volumique plein reporté sur substrat [64] 

Tableau 7 : synthèse des différentes technologies de filtres existantes et évaluation de leur adéquation à la compensation en température

Chapitre II. Étude en température :

Caractérisation et Simulation

Les objectifs de ces travaux sont l'étude et la réalisation de dispositifs hyperfréquences passifs soumis à des effets thermiques. Le premier chapitre a positionné le projet dans son contexte et présenté les solutions actuelles. La conception de ce type de dispositifs requiert des techniques et des outils numériques spécifiques tandis que leur mesure et leur caractérisation demande une approche et des équipements adaptés. La validation de prototypes compensés en température nécessite ainsi la mise en œuvre de différentes étapes.

Ce chapitre présente les étapes de caractérisation de matériaux et de simulations multiphysiques qui permettent de disposer d'un outil de conception pour des dispositifs électromagnétiques soumis à des changements de température. La mesure en température est une action indispensable pour caractériser les matériaux dans les premières étapes de conception et ensuite pour valider la compensation en température du prototype. La première partie de ce chapitre présentera la mise en place d'un banc de mesure en température de dispositifs hyperfréquences et son utilisation pour réaliser la caractérisation de matériaux ou de dispositifs. La seconde partie étudiera les outils de simulation permettant une conception dans les trois domaines de la physique qui nous intéressent – l'électromagnétisme, la thermique et la mécanique. Ces outils de simulation sont fortement liés à la mesure car les résultats de caractérisation sont des données d'entrée pour les simulateurs et la mesure permet la validation de la conception numérique.

II.1. Mesures et caractérisations en température pour les hyperfréquences

Cette partie présente d'abord le banc de mesure, son fonctionnement et ses capacités, puis les caractérisations de matériaux effectuées et enfin la mesure de dispositifs hyperfréquences.

II.1.1. La mesure en température

Le développement d'un banc de mesure de dispositifs passifs permettant une caractérisation en fonction de la température est essentiel dans le contexte de nos travaux. Nous avons choisi une conception modulable pour s'adapter aux différents besoins. Le banc s'articule autour des principaux moyens de mesures électromagnétique et thermique. Le dispositif sous test¹⁹ est placé dans l'enceinte thermique puis connecté à l'analyseur de réseau pour mesurer les paramètres S. Les câbles hyperfréquences et connecteurs sont certifiés par le constructeur dans la gamme de température choisie. Un soin particulier a été apporté à la mesure de la température réelle du dispositif testé. Une chaîne de mesure de température supplémentaire a été ajoutée pour relever la température au plus près du dispositif. En effet, l'indicateur embarqué de l'enceinte étant placé sur la paroi, il ne rend pas compte de la température réelle du dispositif au milieu de la zone de chauffe. Une sonde Pt100 est en montage 4 fils sur un multimètre pour plus d'exactitude dans la mesure de température. La Figure 26 et la Figure 27 représentent des vues réelles et schématiques du banc de mesure.

Un ordinateur dédié contient les programmes (sous Matlab) de pilotage à distance des instruments pour automatiser le banc. Cette automatisation devient indispensable pour ces mesures qui peuvent durer plusieurs dizaines d'heures de manière ininterrompue.

¹⁹ DST : dispositif sous test ou « device under test », DUT en anglais.

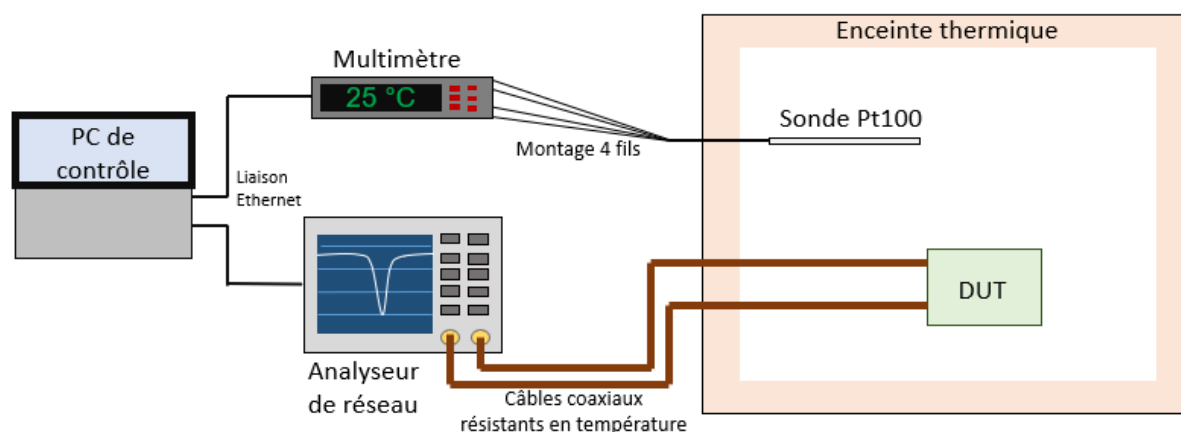


Figure 26 : schéma de montage du banc de mesure de dispositifs passifs en température.

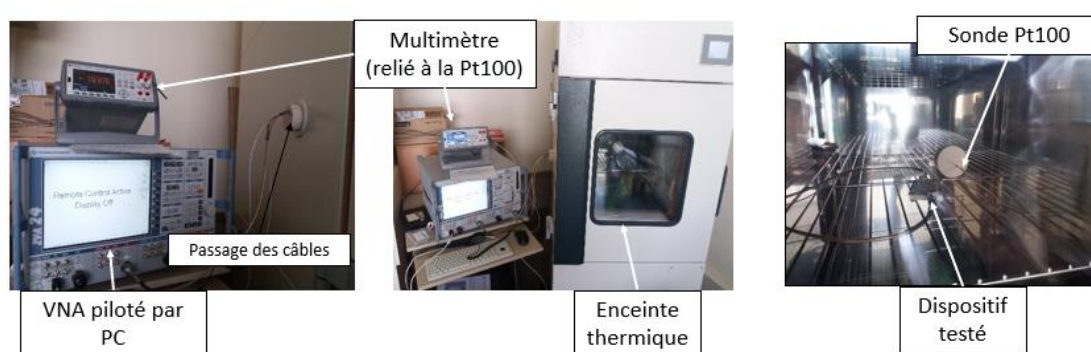


Figure 27 : vues de l'installation de mesures.

L'équilibre à l'état stationnaire étant plus long à atteindre pour les phénomènes thermiques que pour les phénomènes électromagnétiques, une stratégie de mesure adéquate a été élaborée. Des cycles longs de température - de plusieurs heures - sont programmés tandis que des relevés réguliers des paramètres S - toutes les minutes - sont effectués pour suivre et observer les évolutions du système en fonction de la température. Nous avons développé un programme d'automatisation et de pilotage du banc pour effectuer les relevés au moment voulu selon leur type.

La Figure 28 présente le cycle typique de mesures thermiques effectuées dans ce manuscrit. La durée totale est de 21 heures. Chaque palier de température, 20 °C, 40 °C, 60 °C et 80 °C, est maintenu pendant 4 heures pour s'assurer de la stabilité du système pour chaque point de consigne. Cette stabilité est plus particulièrement observée avec les filtres microondes, les principaux dispositifs testés dans cette thèse. La sensibilité des résonateurs aux changements de température implique que la fréquence de résonance doit atteindre un palier de stabilité pour être correctement mesurée.

La température la plus haute, 80 °C, dans notre étude, est maintenue pendant 6 heures au début du cycle. Cette action a pour but de permettre aux matériaux du DST de sécher pour éviter à l'humidité potentiellement présente dans l'enceinte d'influencer la mesure. De plus, cette opération permet de provoquer un dégazage des composants volatiles piégés dans les matériaux ou le DST. En effet, des changements de permittivité non contrôlés peuvent être notamment liés à l'humidité dans l'enceinte, et nous cherchons à éviter ces phénomènes perturbateurs.

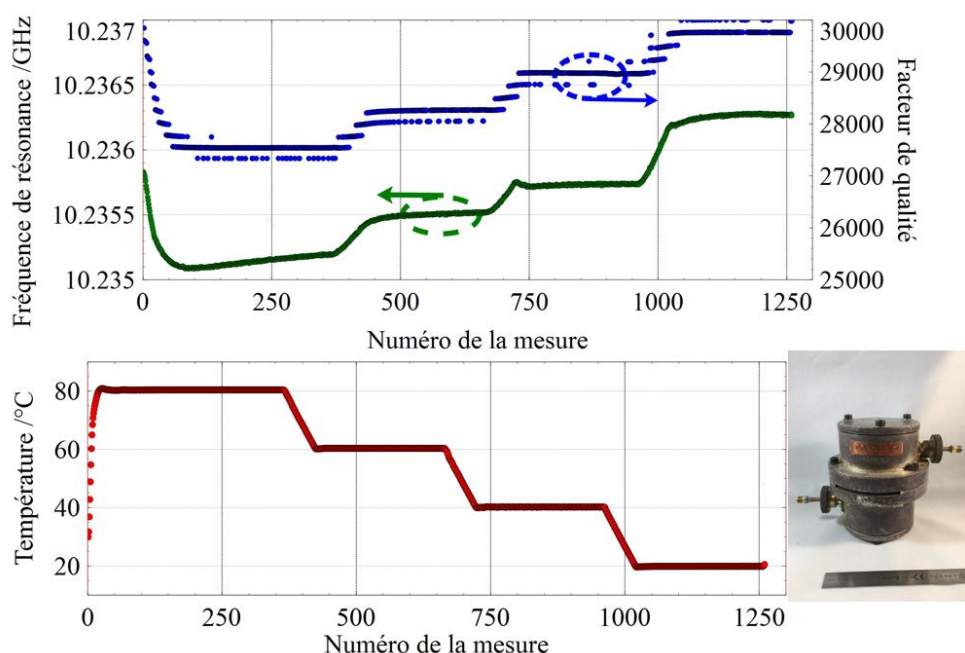


Figure 28 : Cycle de température appliqué à une cavité cylindrique (en bas) et affichage de la fréquence de résonance et du facteur de qualité à vide pour chaque point de mesure (en haut).

Le cycle de température a été choisi en fonction des contraintes du matériel. Idéalement il aurait fallu effectuer davantage de paliers de température entre -20°C et $+100^{\circ}\text{C}$, pour respecter les contraintes liées à l'environnement spatial à l'intérieur d'un satellite. Cependant, le matériel de mesure n'est pas certifié pour des températures supérieures à $+90^{\circ}\text{C}$, et l'enceinte climatique n'est pas équipée pour gérer les problèmes de condensation pouvant apparaître avec des températures négatives ou proches de zéro. Le temps de mesure total pour un dispositif doit également rester raisonnable pour maximiser le nombre de tests pouvant être fait. Nous avons donc choisi le cycle présenté en Figure 28, avec quatre paliers de température, qui couvrent une partie des spécifications demandées, pour un temps de mesure total de 21 heures, ce qui permet de réaliser une mesure par jour. De plus, les relevés sont effectués toutes les minutes, ce qui permet d'observer les phénomènes transitoires et le bon déroulement de la mesure.

Le relevé des mesures brutes est automatisé, le traitement se fait dans un second temps grâce à un second algorithme de post-traitement. Cela permet de vérifier a posteriori le bon déroulement de la mesure (cycle thermique, suivi de la fréquence de résonance) et d'extraire les paramètres qui nous intéressent selon les cas de figure. Par exemple, la Figure 28 présente le facteur de qualité de la cavité, extrait après la mesure, en plus de la fréquence de résonance de la cavité. Dans cet exemple, il est intéressant d'observer que le premier palier de température à 80°C n'est pas tout à fait stabilisé. En effet, il apparaît que la fréquence de résonance semble encore évoluer malgré le changement de palier (entre les points 250 et 500 sur la Figure 28). Cependant les paliers suivants de température sont stables, la fréquence de résonance ne varie plus. Il est alors possible d'effectuer une nouvelle mesure après l'analyse des résultats du post-traitement, si ceux-ci ne sont pas satisfaisants.

Un avantage supplémentaire de cette approche est de réaliser une étude statistique des données dans un second temps, grâce au nombre important de relevés à disposition. L'objectif est de pouvoir s'affranchir au maximum des différents bruits de mesure intervenant

dans l'expérience, à savoir électromagnétique et thermique. Ainsi les différents phénomènes perturbant la mesure (inertie thermique, vibration de l'enceinte climatique, bruits ambiants...) sont considérés dans l'extraction à travers la valeur d'incertitude. Plus cette valeur sera élevée et plus l'expérience aura été sensible à d'autres paramètres incontrôlés.

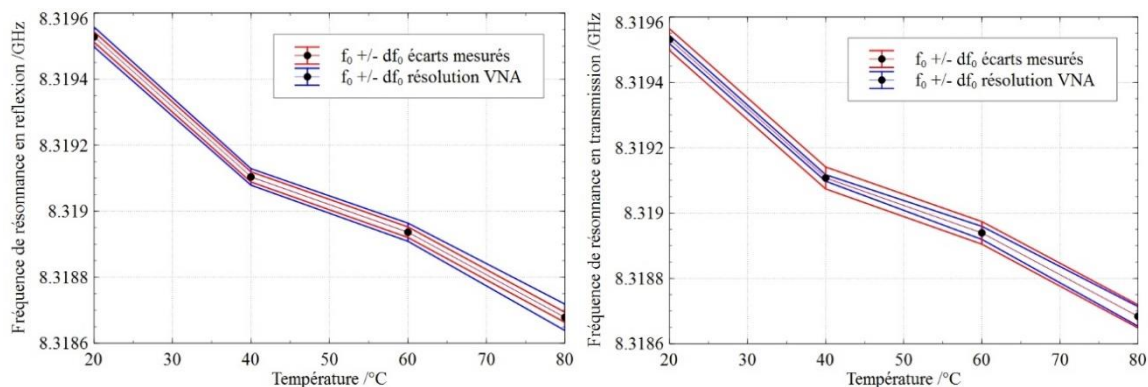


Figure 29 : incertitudes et bruit de mesure sur le relevé d'une fréquence de résonance pour la cavité de la Figure 28, en réflexion (à gauche) et en transmission (à droite).

La Figure 29 représente les résultats de plusieurs traitements sur les incertitudes de mesure pour la fréquence de résonance. Les données tracées en bleu sont l'intervalle du bruit de mesure, c'est-à-dire la différence des fréquences maximum et minimum mesurées sur 100 points à un palier de température. Les données tracées en rouge résultent du relevé à 0,05 dB (résolution de l'analyseur) des fréquences autour de la valeur de résonance relevée. Ce sont deux manières complémentaires d'extraire cette incertitude fréquentielle. Les valeurs présentées sont similaires (de l'ordre de quelques dizaines de kHz), ce qui traduit la bonne qualité de la mesure et la cohérence des incertitudes. La variation en fréquence des dispositifs résonants à étudier est généralement de quelques MHz – pour des gammes de fréquences comprises entre 10 et 30 GHz – lorsqu'ils sont soumis à des phénomènes thermiques. Cette variation sera donc visible et non masquée par le bruit du banc de mesure.

L'incertitude de mesure sur la température a été déterminée grâce à la réalisation de cycles de chauffe à vide avec l'enceinte thermique. Une incertitude répétable est ainsi estimée à +/- 0,3 °C pour tout relevé de température avec la sonde Pt100.

Le banc de mesure peut également être utilisé dans plusieurs cas de figure : mesure de dispositifs sur 1 ou 2 ports, caractérisation de matériaux utilisant plusieurs modes de résonance, caractérisation sur plusieurs bandes de fréquences, etc. Pour cela, plusieurs stratégies de mesure ont été mises en place, qui sont illustrées sur la Figure 30. La mesure à fenêtre mobile permet ainsi de faire un suivi de la fréquence en relevant l'évolution d'un pic de résonance, avec un nombre élevé de points de fréquences pour chaque acquisition de paramètres S. Ceci est particulièrement intéressant dans le cadre de caractérisations de matériaux qui nécessite une résolution élevée (une faible bande de fréquence avec un grand nombre de points mesure). Le pilotage de l'analyseur de réseau est réalisé de manière à pouvoir suivre successivement plusieurs fréquences de résonance sur un même port. L'étalonnage se fait sur une bande de fréquence suffisamment large pour intégrer tous les modes et toutes les variations à observer, avec un nombre élevé de points. Une interpolation est ensuite réalisée par l'analyseur pour conserver au mieux la correction sur une plus petite fenêtre de fréquences, avec moins de points de mesures.

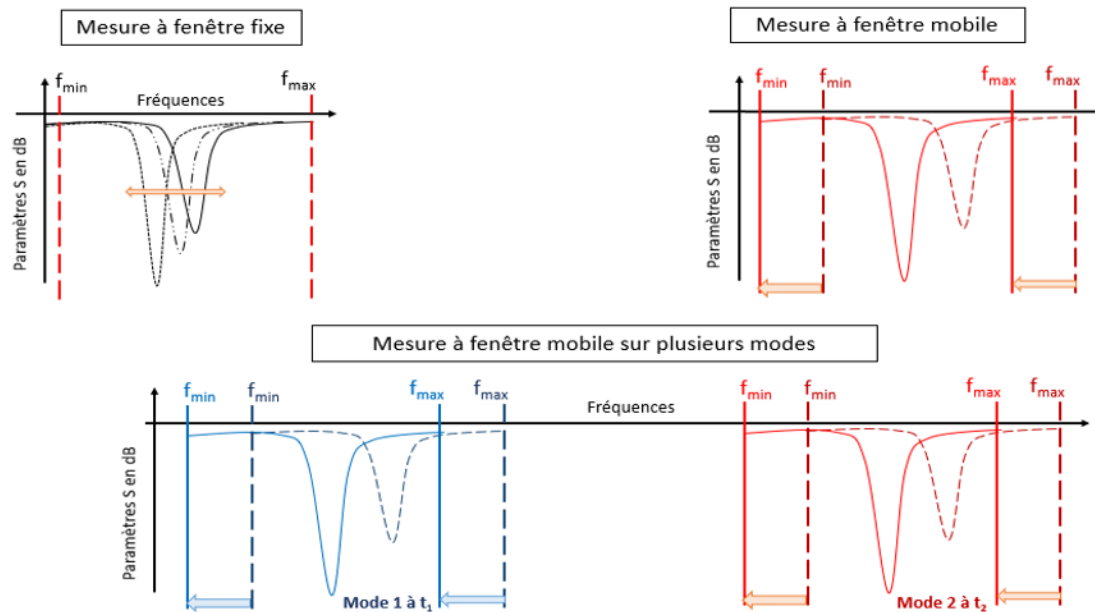


Figure 30 : illustration des stratégies de mesures en températures selon le dispositif étudié

Lors de ces travaux, nous avons donc mis en place un banc de mesure répondant à nos besoins. Le banc est suffisamment flexible pour effectuer des mesures dans la plupart des configurations requises et pour les différents prototypes à mesurer. Les performances du banc ont également été évaluées pour garantir son utilisation dans le cadre de mesures thermiques de dispositifs hyperfréquences. Enfin, le protocole de mesure permet de valider la bonne acquisition et d'analyser en post-traitement les résultats.

II.1.2. Caractérisation de matériaux en température

La conception et la simulation de filtres compensés en température nécessite une caractérisation des propriétés des matériaux de fabrication, qui s'appuie sur le banc de mesure en température. La difficulté principale étant le report sur une carte électronique, le substrat d'accueil choisi pour ces travaux, le RO4003C²⁰ a été caractérisé en priorité car il est présent dans tous les prototypes. Nous avons aussi étudié d'autres matériaux afin d'évaluer les méthodes de caractérisation et d'alimenter les bases de données utiles pour la conception et la simulation multiphysique.

II.1.2.1. Permittivité et tangente de pertes

Comme présenté dans [13] et [79] et dans la partie correspondante du chapitre 1, de nombreuses techniques de mesures de paramètres diélectriques existent avec des échantillons de formes variées et des précisions d'extractions différentes. L'objectif final de ces travaux est la conception de filtres, qui sont des dispositifs résonants. Nous avons privilégié les techniques avec des cavités résonantes adaptées aux matériaux à faibles pertes donc plus précises pour suivre les faibles variations de permittivité et des pertes diélectriques ; de plus, les conditions de caractérisation sont alors similaires aux conditions d'utilisation.

²⁰ RogersCorp : <https://rogerscorp.com/advanced-connectivity-solutions/ro4000-series-laminates/ro4003c-laminates>

Deux méthodes classiques seront détaillées et exploitées pour nos applications : une méthode en cavité cylindrique fendue, avec des échantillons plans, et une méthode pour résonateur diélectrique, avec des échantillons cylindriques. Ces deux techniques permettent de couvrir les principales utilisations des matériaux diélectriques que nous avons identifiés lors de l'étude bibliographique – à savoir des substrats plans et des résonateurs diélectriques.

Caractérisation d'échantillon planaire avec une cavité cylindrique fendue

La méthode repose sur l'utilisation d'une cavité cylindrique, fendue en son milieu pour accueillir l'échantillon planaire à caractériser, avec des modes de résonance de travail TE_{01p} ($p>0$). Une étude analytique de la cavité permet d'établir un modèle théorique permettant de caractériser la permittivité et la tangente de pertes de l'échantillon inséré dans la cavité [80]. La Figure 31 présente une cavité utilisée lors des manipulations et des représentations des modules du champs électriques du mode TE_{011} dans cette cavité, perturbé ou non par l'insertion de l'échantillon. La présence de l'échantillon impacte plus ou moins la fréquence de résonance du mode selon la permittivité, tandis que les pertes du matériau diélectrique affectent le facteur de qualité. Les techniques d'extraction du facteur de qualité sont détaillées en Annexe 1.

En effectuant la mesure des fréquences de résonances et des facteurs de qualité des modes TE_{01p} de la cavité avec et sans échantillon, nous pouvons extraire la permittivité et la tangente de pertes, grâce au modèle théorique établi en [81]. Ainsi, pour le calcul de la permittivité, nous résolvons l'équation suivante :

$$\beta_s \cdot \tan\left(\frac{\beta_s \cdot h_s}{2}\right) = \beta_a \cdot \cotan\left(\frac{\beta_a \cdot H_c}{2}\right) \quad (6)$$

avec : $\beta_s = \left(\frac{2\pi f_0}{c}\right)^2 \epsilon_s - \left(\frac{x_{01}'}{R_c}\right)^2$ et $\beta_a = \left(\frac{2\pi f_0}{c}\right)^2 \epsilon_a - \left(\frac{x_{01}'}{R_c}\right)^2$

où f_0 est la fréquence du mode TE_{01p} considérée, h_s la hauteur du substrat, H_c et R_c la hauteur et le rayon de la cavité, x_{01}' le premier zéro de la dérivée de la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0. La résolution consiste à rechercher le β_s qui satisfait l'équation (6) et qui permet d'extraire la permittivité du substrat ϵ_s . Les détails des expressions et équations sont donnés dans l'Annexe 2. La tangente de pertes est extraite de l'expression suivante :

$$\tan\delta = \frac{1 - |S_{21}|}{Q_L} \left(1 - \frac{W_a}{W_s}\right) - \frac{P_a}{\omega_0 \cdot W_s} \quad (7)$$

avec Q_L le facteur de qualité en charge avec le substrat, W_a et W_s les énergies stockées dans l'air et dans le substrat et P_a les pertes métalliques de la cavité, ces valeurs peuvent être déterminées analytiquement à partir des données expérimentales (Annexe 2).

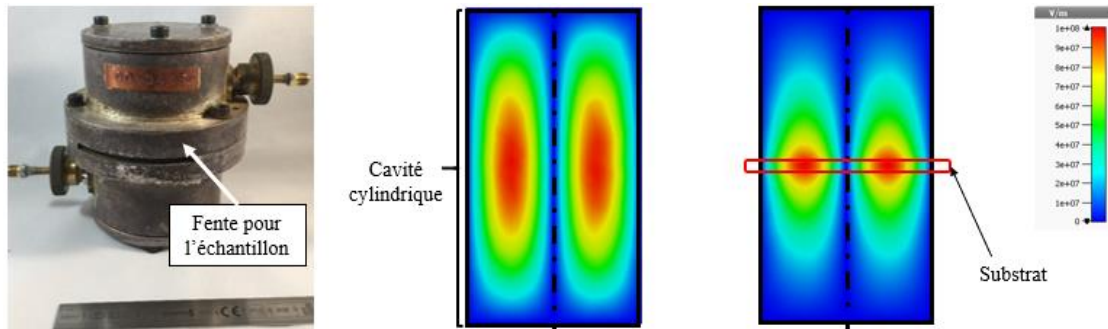


Figure 31 : cavité de caractérisation à 10 GHz (à gauche), représentation des modules du champs électriques des modes TE_{011} dans la cavité avec et sans échantillon à étudier (au milieu et à droite)

Une fois la technique d'extraction des paramètres établie, celle-ci est appliquée à une mesure en température du substrat, comme dans [15] et [14], pour établir le comportement thermique des caractéristiques électromagnétiques et le coefficient thermique de permittivité²¹ [82]. La caractérisation est effectuée pour les 4 paliers du cycle de température du banc de mesure. Chaque point affiché sur les graphiques représente une centaine de points de mesures ayant atteint l'équilibre thermique, pour lesquels un traitement statistique est appliqué.

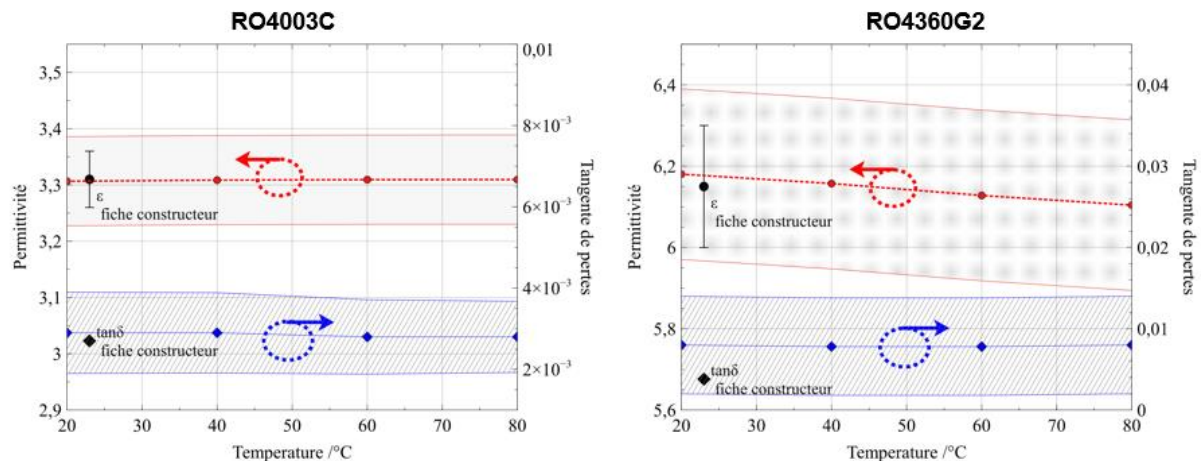


Figure 32 : extraction de la permittivité et des pertes du RO4003C (à droite) et du RO4360G2 (à gauche) en température et comparaison avec les données de la fiche constructeur

La Figure 32 représente l'extraction de la permittivité et des pertes de deux substrats commerciaux²² avec leurs incertitudes. Ces dernières comportent 2,5 % d'erreur pour la permittivité, proportionnelle à celle sur l'épaisseur du substrat, et 30 % pour l'extraction de la tangente de perte. Ces incertitudes sont répétables d'un point à l'autre, ce qui permet de les qualifier d'erreurs systématiques, majoritairement apportées par l'erreur sur l'épaisseur du substrat. Cela montre la stabilité de la mesure et de son extraction finale.

L'étude des résultats obtenus permet de constater que le RO4003C possède une bonne stabilité en température, avec des variations de $\Delta\epsilon$ de 0,1% et de $\Delta\tan\delta$ de 3% pour un ΔT de 60 °C, appréciable pour les applications spatiales. Les faibles variations observées mènent à l'approximation suivante : la permittivité et la tangente de pertes diélectriques seront considérées constants en fonction de la température pour une simulation multiphysique. En effet, les incertitudes de mesures ne permettent pas d'observer la contribution de ce phénomène. Cela permettra de simplifier et d'alléger les simulations électro-thermo-mécanique.

L'hypothèse prise pour les caractéristiques du RO4003C se justifie dans le cadre de nos applications – seulement pour le RO4003C – mais les variations de permittivité du substrat existent et sont observables. Les incertitudes étant répétables pour chaque point de température, les valeurs absolues obtenues montrent un faible changement de permittivité en fonction de la température, présenté sur la Figure 33. Le CTP est ensuite calculé et associé à chaque intervalle de température à partir des données de la Figure 33 et en appliquant l'équation (2) (voir le Tableau 8) . Cette extraction est linéaire par intervalle et ne rend donc pas compte d'une éventuelle non-linéarité.

²¹ CTP

²² RogersCorp : références RO4003C et RO4360G2

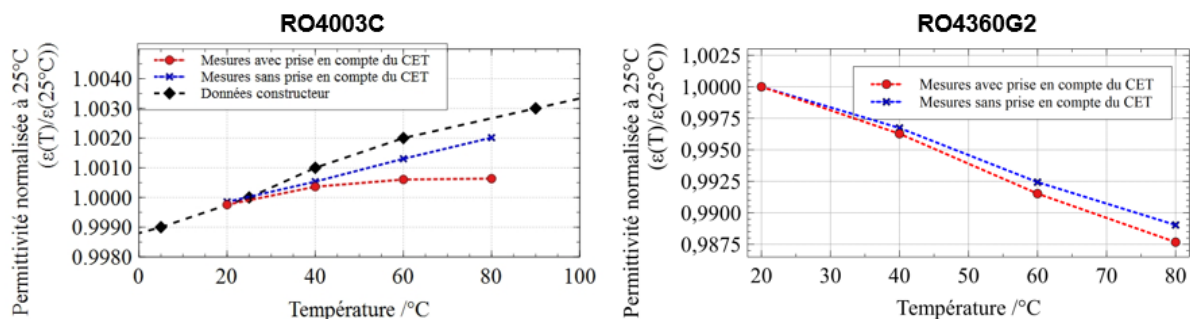
L'épaisseur de l'échantillon est un paramètre de calcul de la permittivité, comme le montre l'équation (6). Comme cette dimension est sensible aux effets thermiques, il faut appliquer le coefficient d'expansion thermique pour obtenir l'évolution de l'épaisseur en température de l'échantillon. Cela a été fait pour les extractions, comme sur la Figure 32. Cependant la comparaison avec les données du constructeur concernant l'évolution en température des permittivités montre un comportement différent, illustré par la Figure 33 (courbes noir et rouge). Un nouveau calcul effectué sans intégrer le CET a permis de retrouver un comportement similaire.

Intervalle de température/°C	CTP _{RO4003C} ppm/°C	CTP _{RO4360G2} ppm/°C
[-50 ; +150]	+40*	-131*
[+20 ; +80]	+36**	-182**
[+20 ; +40]	+34**	-162**
[+40 ; +60]	+38**	-210**
[+60 ; +80]	+36**	-171**

*Données de la fiche technique

**Calculé à partir des données de mesures, sans prise en compte du CET comme supposé fait dans la fiche technique

Tableau 8 : comparaison des coefficients thermiques de permittivité mesurés et relevés sur la fiche constructeur, résultats de l'extraction par intervalle de température



*données constructeur indisponible pour le RO4360G2

Figure 33 : comportement en température de la permittivité normalisée à 25 °C, comparaison entre les données du constructeur et les extractions avec et sans prise en compte du coefficient d'expansion thermique du matériau pour les substrats RO4003C (à gauche) et RO4360G2 (à droite)

Il semblerait donc que les extractions de la fiche constructeur ne prennent pas en compte l'évolution de l'épaisseur du substrat. Il faut cependant prendre en compte cette évolution, due au CET du matériau dans les calculs. L'extraction des changements de permittivité en fonction de la température deviennent alors indépendants de ce paramètre et peuvent être appliqués à une nouvelle géométrie dans de futures simulations. Ces simulations devront alors paramétrer le changement dû à la température sur la permittivité, avec le TCP, et le changement sur la géométrie, avec le CET. Les deux effets (caractéristiques matériau et dimensionnel) seront alors modélisés de manière conjointe.

Les valeurs de CTP sont relativement constantes pour le RO4003C d'un intervalle à l'autre, ce qui confirme sa stabilité. Les valeurs de CTP pour le RO4360G2 sont plus élevées

mais surtout de signe opposé : la permittivité diminue avec une hausse de température. C'est la raison pour laquelle ce substrat a été caractérisé, il est intéressant pour la suite des travaux de disposer de substrats aux propriétés thermiques différentes, et qui appartiennent à la même famille de produits (séries RO4000).

Caractérisation de résonateur diélectrique sous forme d'échantillon cylindrique

Hakki et Coleman [83] ont développé une méthode de caractérisation expérimentale pour les résonateurs diélectriques permettant d'obtenir la permittivité et les pertes diélectriques du matériau utilisé. La méthode a déjà été étudiée et améliorée, [84] et [85] et est assez simple à mettre en œuvre. Elle utilise un échantillon cylindrique, souvent directement obtenu en sortie de fabrication de certains matériaux à base d'alumine.

Le résonateur diélectrique est directement mesuré sur des modes classiques d'utilisation, les TE_{01l} , l représentant le nombre de variation axiale du champ. Celui-ci est placé entre deux plaques métalliques qui court-circuitent ses extrémités. La Figure 34 présente la disposition expérimentale utilisée pour la mise en place de cette technique. Une sonde magnétique est approchée du résonateur pour l'exciter sur le mode souhaité (grâce à la colinéarité des champs magnétiques de la sonde et du résonateur diélectrique).

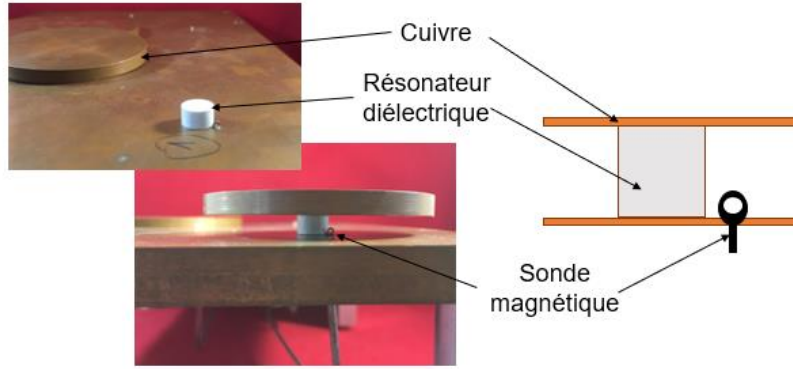


Figure 34 : disposition et représentation de la mise en place expérimentale de la méthode Hakki-Coleman pour la caractérisation de résonateur diélectrique

L'extraction de la permittivité s'effectue à partir de la fréquence de résonance du mode TE_{01l} et des dimensions du résonateur, donnée dans cette configuration par l'équation [85] :

$$\varepsilon = \left(\frac{\lambda_0}{\pi D} \right)^2 (u^2 + v^2) + 1 \quad (8)$$

avec $v^2 = \left(\frac{\pi D}{\lambda_0} \right)^2 \left[\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g} \right)^2 - 1 \right]$ et $\lambda_0 = \frac{c}{f_0}$ $\lambda_g = \frac{L}{l}$ où l le numéro du mode TE_{01l} . u et v étant liés par l'équation suivante :

$$u \frac{J_0(u)}{J_1(u)} = -v \frac{K_0(v)}{K_1(v)} \quad (9)$$

où $J_n(u)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre n et $K_n(v)$ la fonction de Bessel de seconde espèce d'ordre n .

La tangente de pertes peut être extraite par cette méthode mais il faut alors connaître avec suffisamment d'exactitude la conductivité des plaques métalliques pour obtenir une précision suffisante. Il est possible d'améliorer la précision de ce calcul, comme dans [85] mais cela n'a pas été mis en place ici, l'objectif principal étant de connaître l'évolution de la permittivité en fonction de la température des résonateurs diélectriques. De plus, la

conductivité n'étant pas constante au cours du temps à cause de l'oxydation, la rugosité, etc, la mesure apparaît instable selon les conditions de mise en œuvre.

Une seconde méthode de caractérisation est appliquée sur les échantillons pour comparer les résultats, celle-ci est décrite dans [86]. L'échantillon est placé sur un support en téflon, dans une cavité volumique en cuivre. Deux sondes magnétiques sont approchées pour exciter le résonateur diélectrique, comme le montre la Figure 35. Un modèle numérique 2D de l'ensemble [87] permet ensuite d'extraire les propriétés diélectriques [88] à partir des mesures effectuées. Nous mesurons les fréquences de résonance et le facteur de qualité de la cavité seule, puis de la cavité avec le support, et enfin de la cavité avec le support et le résonateur diélectrique. La résolution consiste alors à établir une correspondance entre les valeurs mesurées et les valeurs du modèle en utilisant les propriétés électromagnétiques des matériaux comme variables d'optimisation.

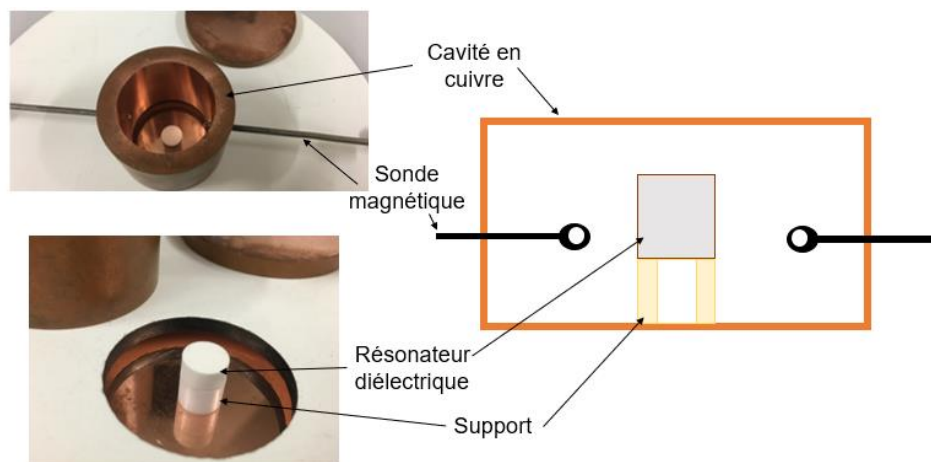


Figure 35 : caractérisation de résonateur diélectrique par méthode en cavité avec un modèle numérique.

Cette deuxième méthode a été étudiée car la méthode Hakki-Coleman présentait une trop grande sensibilité aux mesures des dimensions géométriques. De plus le dispositif utilisé en manipulation ne permet pas un maintien optimal des plaques de cuivres. La Figure 36 présente les résultats des extractions avec les deux méthodes.

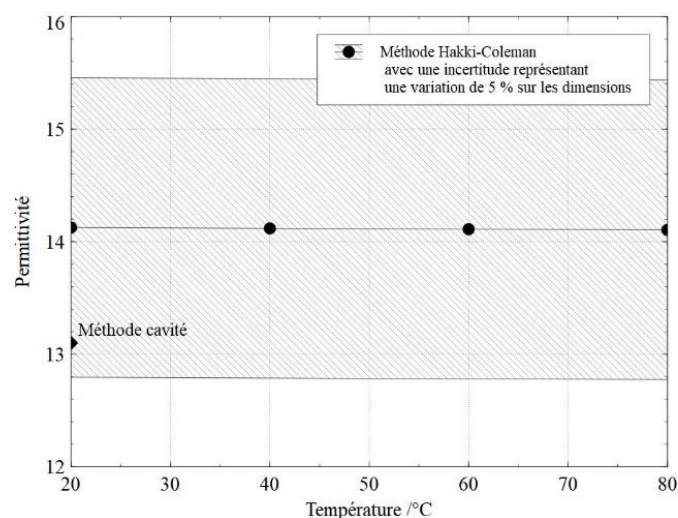


Figure 36 : comparaison de la méthode de mesure Hakki-Coleman avec la méthode en cavité sur un résonateur diélectrique (alumine compensée partiellement en température). Une variation de $\pm 5\%$ sur les dimensions du résonateur est appliquée pour obtenir les incertitudes présentées ici.

Un écart significatif de 8% apparaît entre les deux valeurs absolues données par les deux méthodes. La Figure 36 décrit les variations produites par une variation dimensionnelle de +/-5% sur la méthode, qui représente une erreur liée aux défauts de planéité ou de cylindricité. L'erreur de mesure sur les dimensions permet d'expliquer une partie de l'écart entre les méthodes. La méthode Hakki-Coleman se montre trop peu précise, dans la réalisation que nous avons effectuée, pour caractériser la permittivité et la tangente de pertes d'un résonateur diélectrique, surtout à faible permittivité, comme les alumines de notre étude.

Cependant l'adaptation pour une mesure en température est beaucoup plus facile avec la configuration Hakki-Coleman, et ne nécessite que le suivi de la fréquence de résonance du dispositif. En effet, la mesure en cavité demande plusieurs mesures successives de fréquences dans des configurations différentes et se révèle difficile à adapter pour une mesure en température (mesure du support, de la cavité à vide...). Nous avons donc décidé d'utiliser les deux méthodes pour effectuer les caractérisations que nous avons à effectuer. La méthode en cavité fournit les valeurs nominales de la permittivité et des pertes, tandis que la méthode Hakki-Coleman nous permet l'extraction du comportement en température.

L'extraction du coefficient thermique de permittivité est réalisée à partir de l'équation qui lie le CTP au coefficient d'expansion thermique et au coefficient thermique fréquentiel (τ_f). Cette formule est applicable pour le résonateur diélectrique, avec un matériau homogène, pour une mesure dans la configuration Hakki-Coleman [22] :

$$\frac{1}{2}CTP + CET + \tau_f = 0 \quad (10)$$

Il est alors possible d'extraire le CTP :

$$CTP = -2.CTE - 2.\tau_f \quad (11)$$

avec : $\tau_f = \frac{1}{f(T_0)} \frac{f(T_1) - f(T_0)}{T_1 - T_0}$, obtenu à partir du suivi de la fréquence de résonance en température. Le τ_f et le CTP extraits sont, dans ce cas, linéaires sur l'intervalle de température considéré. Pour améliorer l'extraction et prendre en compte des phénomènes non-linéaires, cette extraction doit être réalisée sur des intervalles de température plus petits où l'hypothèse de linéarité peut être acceptée.

Le Tableau 9 présente les évolutions du CTP (linéaires) sur différents intervalles de température de deux échantillons ayant des compositions différentes. Les variations de permittivité sont calculées à partir de la valeur mesurée par la méthode de la cavité, à laquelle sont appliquées les valeurs de CTP des intervalles de température correspondant. La Figure 37 présente ainsi les évolutions calculées des permittivités des échantillons.

Nous observons donc les variations en fonction de la température des paramètres physiques caractéristiques des résonateurs diélectriques, données qui seront exploitées pour apporter des réponses à la problématique traitées par ce manuscrit. Les caractéristiques électromagnétiques et le coefficient thermique de permittivité d'un résonateur diélectrique sont mesurés pour alimenter la banque de données matériaux nécessaires aux simulations et conceptions.

Intervalle de température/°C	CTP _{RD 1} ppm/°C	CTP _{RD 2} ppm/°C
[+20 ; +80]	-38	-16
[+20 ; +40]	-48	-23
[+40 ; +60]	-34	-18
[+60 ; +80]	-32	-7

Tableau 9 : coefficients thermiques de permittivité des échantillons de résonateur diélectrique sur différents intervalles de température

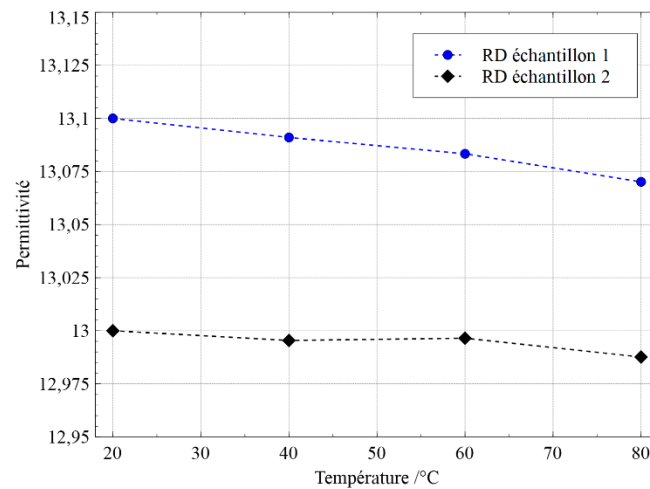


Figure 37 : évolutions calculées en température de la permittivité de deux échantillons d'alumine avec des compositions différentes.

II.1.2.2. Conductivité

De manière analogue à la caractérisation de matériau diélectrique, nous avons développé une méthode de caractérisation de conductivité électrique de matériaux métalliques ; celle-ci utilise une cavité résonante avec des modes de travail TE_{01p} ($p > 0$). Les avantages précédemment expliqués sont conservés : bonne résolution des phénomènes résonants et caractérisation dans une situation similaire à l'utilisation finale. De plus, le mode est peu sensible aux défauts de contact entre l'échantillon et la cavité. La méthode est issue de [18], elle repose sur l'extraction des facteurs de qualité de la cavité, fermée par l'échantillon de conductivité inconnue.

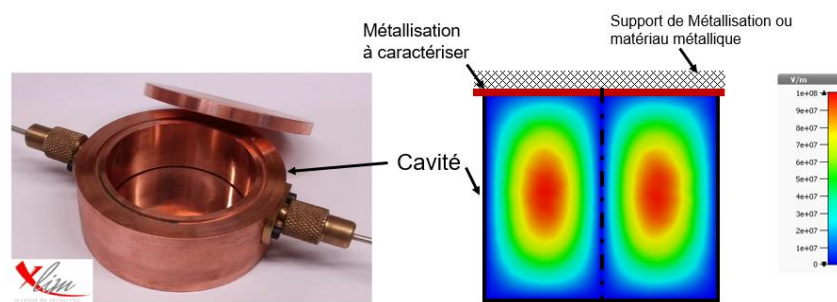


Figure 38 : cavité de caractérisation à 10 GHz de matériaux conducteurs (à gauche), représentation du mode TE₀₁₁ avec un échantillon métallique à caractériser (à droite)

La Figure 38 représente une cavité utilisée lors des manipulations. Elle a un ratio de dimensions optimisé pour obtenir une meilleure extraction de la conductivité (fort facteur de qualité, impact important des parois métalliques supérieure et inférieure sur le facteur de qualité). Le matériau inconnu remplace une des faces de la cavité. La caractérisation consiste d'abord à calculer la conductivité électrique liée à la seule cavité en cuivre, à partir de la fréquence de résonance et du facteur de qualité du mode de travail :

$$\sigma_c = Q_{0c}^2 \frac{(2 \frac{k_g^2}{k^2} R_c + \frac{k_c^2}{k^2} L_c)^2}{\pi f_0 \mu_0 L_c^2 R_c^2} \quad (12)$$

avec $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, $k_g = \frac{\pi}{L_c}$, $k_c = \frac{x'_{01}}{R_c}$, et x'_{01} le premier zéro de la dérivée de la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0. Ensuite, le matériau de conductivité inconnue est placé sur la cavité. Connaissant la conductivité de la cavité et la répartition des pertes sur les différentes parois métalliques, nous calculons la conductivité électrique inconnue :

$$\sigma_m = \frac{1}{(\frac{L_c}{Q_{0m}} \frac{\sqrt{\pi f_0 \mu_0}}{k_g^2} - (1 + \frac{k_c^2 L_c}{k_g^2 R_c}) \frac{1}{\sqrt{\sigma_c}})^2} \quad (13)$$

Les détails des calculs et de la modélisation sont décrits en Annexe 3.

Le processus est ensuite adapté pour une mesure en fonction de la température, permettant d'observer l'influence des effets thermiques sur la conductivité. Un modèle théorique de l'évolution de la conductivité en fonction de la température peut être établi à partir de la loi de Wiederman-Franz [89]. Le ratio de la conductivité thermique du métal, κ , sur la conductivité électrique et la température est donné par le nombre de Lorenz, L , de ce matériau. La conductivité électrique est alors exprimée comme suit:

$$\sigma(T) = \frac{\kappa}{L \cdot T} \quad (14)$$

Le nombre de Lorenz est donné pour un matériau pur, ce qui n'est pas le cas pour la plupart des matériaux que nous utilisons. De plus, la conductivité dépend d'autres paramètres tels que la fréquence ou la rugosité de la surface. La loi d'évolution théorique de la conductivité en fonction de la température est alors ajustée par :

$$\sigma(T) = \frac{K}{T} \quad (15)$$

K est une constante dépendant de l'échantillon mesuré, optimisé en fonction des points de mesure en température et représentant la sensibilité du matériau et de sa surface à tous les paramètres pouvant influencer sur sa conductivité.

Cette méthode de caractérisation de conductivité est également appliquée en utilisant les cavités cylindriques de caractérisation diélectrique précédemment utilisées [80]. La Figure 39 présente la configuration : un échantillon planaire métallisé sur ses deux faces est inséré dans la cavité ; deux demi-cavités, plus petites, sont alors formées, dont une face est constituée par le matériau de conductivité inconnue. Connaissant la conductivité de la cavité à vide, nous pouvons caractériser simultanément la conductivité des deux faces de l'échantillon. Cette mesure réalisée en température permet des extractions plus efficaces de conductivités électriques dans le cas où les deux faces d'un même échantillon sont à caractériser.

La Figure 40 expose les résultats d'extraction de conductivité électrique utilisant les deux cavités utilisées lors des mesures en température. La Figure 40 compare la mesure avec le modèle théorique de la loi de Wiederman-Franz, dont la constante a été optimisée pour suivre les données expérimentales. Le comportement théorique de la conductivité électrique en fonction de la température coïncide avec les points de mesures et valide donc l'utilisation de cette loi comme modèle.

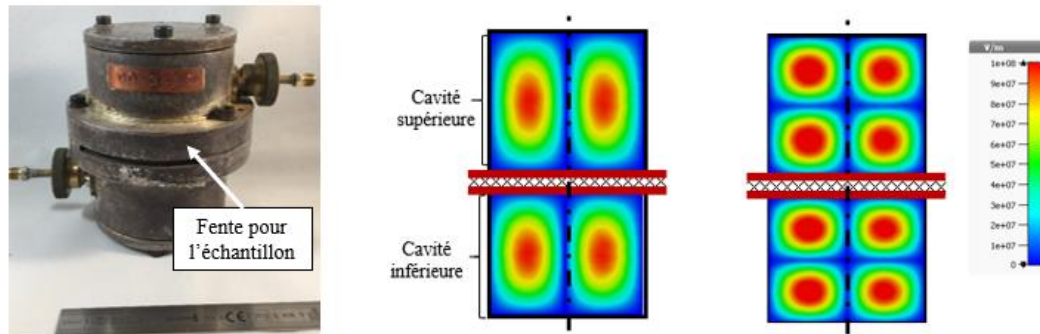


Figure 39 : caractérisation de conductivité de matériaux double face avec une cavité cylindrique pour matériau diélectrique (à droite) et représentation des modes TE011 et TE012 en présence de l'échantillon métallique (au milieu et à gauche)

Les incertitudes calculées dans le cas de la cavité optimisée pour la conductivité sont meilleures que pour la cavité pour matériau diélectrique. Les ratios de dimensions de la cavité de caractérisation diélectrique n'ont pas été optimisés pour cette mesure et la présence de la fente d'insertion perturbe la mesure. Cette fente n'a pas été prise en compte dans le modèle d'extraction, mais a un impact comme l'indiquent les extractions sur la demi-cavité supérieure. Elle conduit à des incertitudes plus élevées que sur la demi-cavité inférieure, qui ne contient pas de fente (l'échantillon ferme complètement cette cavité). Le facteur de qualité est mesuré en transmission pour la cavité optimisée et en réflexion pour la cavité cylindrique fendue.

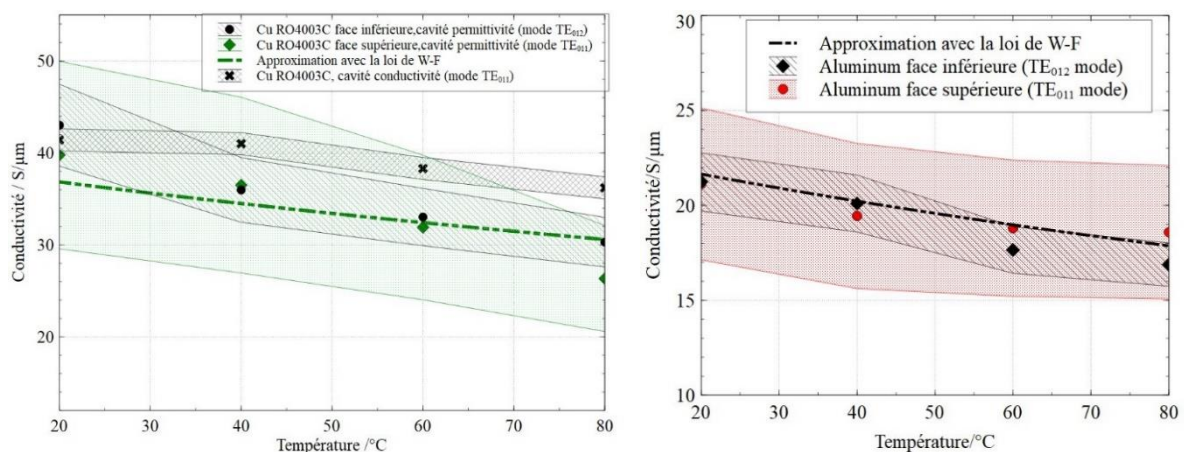


Figure 40 : mesures de conductivité électrique en fonction de la température du cuivre du RO4003C, et de l'aluminium, comparaison entre les différentes cavités utilisées avec du cuivre (à gauche) et résultat de l'aluminium avec la cavité diélectrique (à droite).

La méthode de la cavité cylindrique fendue est pertinente grâce à la double mesure simultanée que nous effectuons. La Figure 41 met en évidence cet avantage. Nous avons métallisé une plaque d'alumine par dépôt d'electroless avec le même procédé pour chaque face. Cependant, l'extraction de la conductivité électrique donne des résultats très différents selon les faces, comme le montre la Figure 41.

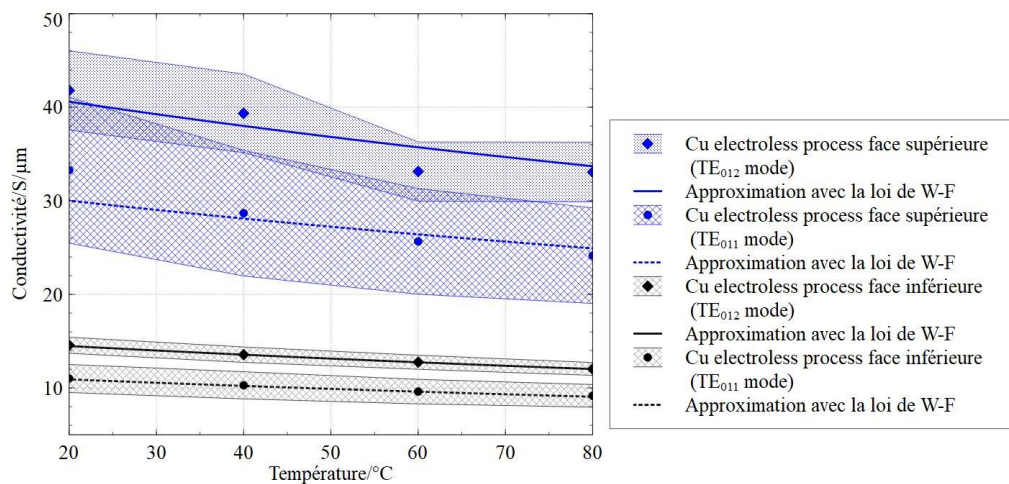


Figure 41 : extraction en température de la conductivité électrique du cuivre déposé sur les faces d'une plaque d'alumine

Les rugosités mesurées sur chaque face ont un facteur 2 de différence, et nous savons que ce paramètre peut avoir un impact très important (d'autant plus que la fréquence augmente pour le mode TE₀₁₂ en comparaison avec le mode TE₀₁₁) sur la conductivité électrique mesurée. D'autres paramètres peuvent intervenir pour expliquer cette différence de conductivité entre les faces, notamment la présence de la fente pour une des demi-cavités. Cependant nous n'avons pas pu effectuer de manipulations supplémentaires pour vérifier cette hypothèse. La méthode de caractérisation choisie a néanmoins permis une comparaison des données acquises dans des conditions similaires, avec la mise en évidence de différences notables.

II.1.2.3. Coefficient d'expansion thermique

La configuration en double mesure de conductivité, avec la cavité cylindrique fendue permet aussi d'extraire le coefficient d'expansion thermique dans l'épaisseur de l'échantillon. En effet, comme le présente la Figure 42, les dimensions des deux demi-cavités formées par l'échantillon vont évoluer en fonction de l'épaisseur de ce dernier. Grâce aux calculs de ces dimensions (avec un couple de modes de résonances) et avec les dimensions de la cavité vide, nous obtenons l'épaisseur du substrat par soustraction des hauteurs. L'évolution dimensionnelle de ce paramètre est effectuée en température, voir Figure 42.

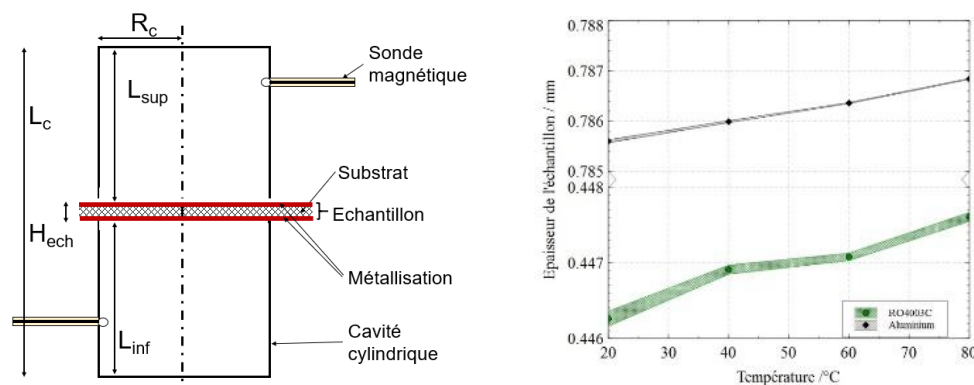


Figure 42 : principe de mesures de l'épaisseur d'un échantillon avec la cavité cylindrique fendue et suivi dimensionnel en fonction de la température

Il est alors possible de calculer le CET de l'échantillon [20] avec l'équation :

$$CET = \frac{1}{L(T_0)} \frac{\Delta L}{\Delta T} = \frac{1}{L(T_0)} \frac{L(T_1) - L(T_0)}{T_1 - T_0} \quad (16)$$

Cette mesure d'un paramètre thermomécanique à partir d'une technique électromagnétique est très intéressante car elle permet d'utiliser le même type d'échantillon planaire, facile à réaliser et à obtenir. D'autre part, elle ne requiert pas une préparation spéciale de l'échantillon et permet d'avoir une mesure absolue du déplacement. Les incertitudes et résolutions sont excellentes, grâce à la très grande sensibilité des phénomènes résonants aux changements de dimensions. Cela est montré dans le Tableau 10, qui regroupe les résultats obtenus avec différents matériaux.

Echantillon	H _{datasheet} /mm (à 23 °C)	H _{palpeur} /mm (à 23 °C)	H _{cette méthode} /mm (à 20 °C)	CET _{datasheet} ppm/°C	CET _{cette méthode} ppm/°C
RO4003C	0,434*	0,4405	0,4463 +/- 0,0002	46	47 +/- 6
RT/duroid 5880	0,527*	0,5288	0,5288 +/- 0,0002	237	250 +/- 5
Aluminium bulk	0,8	0,7803	0,7856 +/- 0,0002	24	26 +/- 3
Alumine métallisée cuivre par electroless	1	0,9873	0,9923 +/- 0,0002	8	4 +/- 2

*épaisseur du substrat et de ses deux faces métallisées en cuivre de 17 µm

Tableau 10 : résultat d'extraction du coefficient d'expansion thermique réalisé pour différents matériaux : substrats commerciaux, aluminium et alumine

II.1.2.4. Conclusion sur la caractérisation de matériaux

Les techniques de caractérisation de paramètres électromagnétiques associées au banc de mesure en température, permettent de caractériser les paramètres électriques essentiels des matériaux que nous souhaitons utiliser. Les simulations multi-physiques bénéficieront de ces données. Il est également intéressant de pouvoir extraire le principal paramètre thermomécanique, le coefficient d'expansion thermique, pour compléter les bases de données sur les matériaux.

II.1.3. Caractérisation de résonateurs et de filtres

La méthode de caractérisation de systèmes ou dispositifs complets est décrite dans cette partie. Les aspects matériaux ne sont plus différenciés, ils sont intégrés pour observer leur impact sur la dérive en fréquence de l'objet d'étude. Les résultats fournis s'appuient sur les mesures effectuées avec le banc de mesure en température, utilisant toujours le même cycle et les mêmes paliers pour une meilleure comparaison.

II.1.3.1. Résonateurs

De manière générale, les résonateurs sont conçus pour fonctionner autour d'une fréquence de résonance du mode considéré, la dérive fréquentielle de ce mode est suivie en fonction de la température pour caractériser le dispositif. La Figure 43 et le Tableau 11 présentent les résultats de mesures sur 4 résonateurs de conception différente. L'objectif est de déterminer une méthode d'analyse applicable à tous types de dispositif.

Le τ_f ou coefficient thermique fréquentiel²³ caractérise la dérive fréquentielle en température d'un résonateur et a été présenté dans le chapitre 1. Cependant aucune norme n'est établie, aucune définition n'est communément admise, et plusieurs méthodes de calcul sont alors possibles, [22] ou [90]. Dans tous les cas, le τ_f est cependant défini sur une plage de température qui doit être réduite.

La première définition couramment utilisée est la suivante :

$$\tau_f^a = \frac{1}{f(T_0)} \frac{f(T_1) - f(T_0)}{T_1 - T_0} \quad (17)$$

où une dérive avec un comportement linéaire sur la gamme de température $[T_1; T_2]$ est modélisée. Des comportements non-linéaires peuvent éventuellement apparaître, d'autant plus que la dérive fréquentielle est associée à deux phénomènes, une dilatation géométrique et un changement de propriété des matériaux – qui peuvent se révéler également non-linéaires. Les non-linéarités sont alors prises en compte en effectuant un développement polynomial du type : $\frac{f(T)}{f(T_0)} = 1 + x_1(T - T_0) + x_2(T - T_0)^2 + \dots$. Un développement au deuxième ordre intègre les non-linéarités de manière suffisante :

$$\frac{f(T)}{f(T_0)} - 1 = a(T - T_0) + b(T - T_0)^2 \quad (18)$$

La dérive fréquentielle, τ_f^b , est alors caractérisée par les coefficients « a » et « b ». « b » est représentatif du τ_f^a (linéaire) précédemment défini et « a » caractérise la non-linéarité. La fréquence est normalisée et extraite en fonction de l'écart de température. Lors de l'approximation des points de mesures par une courbe polynomiale, les algorithmes d'extraction utilisés se servent d'un polynôme générique du type : $P(x) = ax^2 + bx + c$. Une constante « c » est alors extraite mais elle est non pertinente pour le τ_f^b , car elle provient du calcul numérique. Ce coefficient doit être proche de 0.

Une troisième forme peut être exprimée en regroupant les deux coefficients a et b précédents, pour obtenir une seule valeur, en posant :

$$\tau_f^c = b + 2a(T - T_0) \quad (19)$$

Le Tableau 11 regroupe ainsi les trois approches réalisées avec le τ_f , appliquées sur 4 résonateurs. Le premier résonateur est une cavité en cuivre excitée par des sondes magnétiques, fonctionnant sur le mode TE₀₁₁, à 10 GHz. La Figure 43 montre une diminution de la fréquence de résonance avec la température, qui correspond à une expansion dimensionnelle du métal quand la température augmente (le CET du cuivre est de 16-17 ppm/°C selon les compositions). La dérive fréquentielle est linéaire, ce qui confirme qu'elle n'est soumise qu'au phénomène d'expansion thermique, comme le montre le Tableau 11. La valeur absolue du τ_f^a correspond à celle du CET (le signe négatif provient du fait que la fréquence diminue). La valeur est aussi similaire pour le τ_f^c et pour le coefficient « b » du τ_f^b , avec un coefficient « a » proche de 0, qui confirme la linéarité du dispositif.

²³ CTF, « thermal coefficient of frequency, CTF » en anglais

Le deuxième résonateur est un substrat planaire (Rogers RO4003C) sur lequel est gravé un anneau résonant en cuivre à 20 GHz. La Figure 43 montre une dérive fréquentielle non-linéaire et négative, car le dispositif est soumis aux phénomènes d'expansion thermique (non-homogène) et de changement de permittivité. La dérive fréquentielle est négative car les deux coefficients CET et CTP sont positifs pour le substrat. La non-linéarité est quantifiée dans le Tableau 11, avec le coefficient « a » du τ_f^b , qui est plus élevé que pour la cavité. Le τ_f^c étant également pondéré par cette non-linéarité tandis que le τ_f^a ne traduit pas cet aspect.

Les derniers résonateurs étudiés sont les résonateurs diélectriques dans la configuration Hakki-Coleman. L'ensemble du dispositif (résonateur diélectrique et plaques métalliques) est considéré comme un dispositif résonant, à 11 GHz, dont on étudie la dérive fréquentielle. Les compositions des matériaux des résonateurs présentent des couples de coefficient CTE/TCP différents qui se comportent alors de manière opposée aux dispositifs précédents – cela complète l'analyse de cette partie avec d'autres cas de dérive. Ainsi, l'échantillon 1 montre une dérive positive, qui indique que le changement de permittivité a un impact plus important que la dilatation thermique, mais aussi que ce changement a un effet contraire sur la dérive fréquentielle. Comme précédemment, la non-linéarité est quantifiée avec les calculs des τ_f^b et τ_f^c . L'échantillon 2 montre une dérive fréquentielle nulle de 20 à 80 °C, traduit par le τ_f^a qui est proche de 0. Mais la dérive ne reste pas nulle pour les températures intermédiaires, ce que montre les τ_f^b et τ_f^c et la Figure 43.

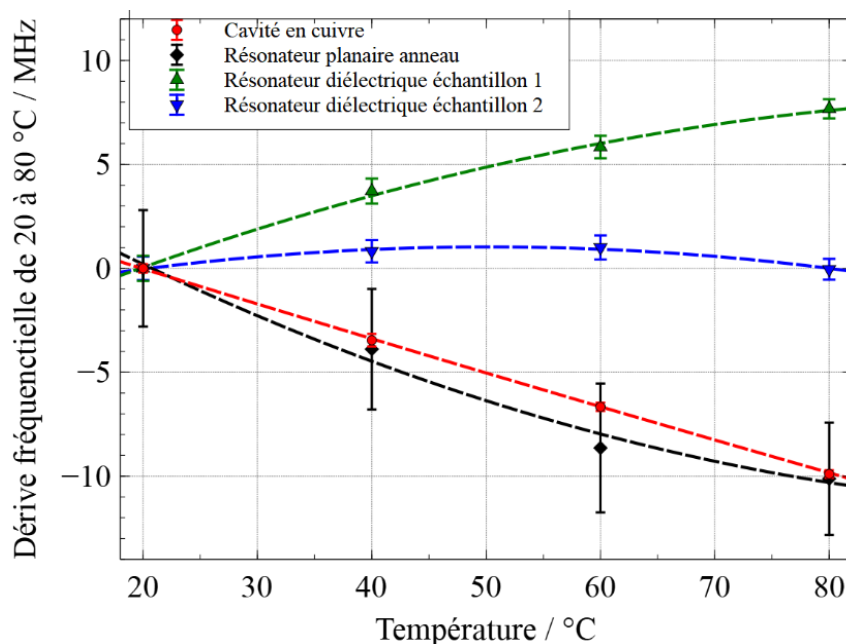
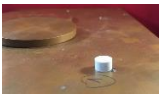


Figure 43 : dérive fréquentielle en fonction de la température des 4 dispositifs d'études

Dispositif	Visualisation	Δf /MHz	τ_f^a /ppm/°C Linéaire	τ_f^b /ppm/°C Non-linéaire (coefficients)			τ_f^c /ppm/°C Non-linéaire
				a /ppm/°C	b /ppm/°C	c	
Cavité en cuivre		-9,896	-16,5	0,01	-17,1	$-1,3 \cdot 10^{-6}$	-15,7
Résonateur planaire en anneau		-10,125	-7,9	0,07	-12,6	$9,6 \cdot 10^{-6}$	-4,1
Echantillon RD 1		7,675	11,0	-0,09	16,8	$5,6 \cdot 10^{-6}$	4,8
Echantillon RD 2		-0,046	-0,07	-0,10	6,2	$-2,6 \cdot 10^{-6}$	-6,1

*Dispositif soumis au même cycle de température, présenté dans la première partie, Δf de 20 à 80 °C.

Tableau 11 : synthèse des différentes extractions de τ_f des 4 résonateurs étudiés et leur représentation

La caractérisation de la dérive fréquentielle de systèmes résonants doit être réalisée de manière rigoureuse et en spécifiant la méthode utilisée. D'après nos travaux, l'analyse optimale doit préciser la gamme de température, afficher une représentation graphique de la dérive fréquentielle et permettre de quantifier ce phénomène : sens, intensité et non-linéarité de la dérive. La méthode de calcul choisie pour le τ_f doit alors être précisée pour comprendre cette quantification. Pour nos travaux, la méthode de détermination du τ_f^a ne décrit que la dérive linéaire entre les bornes de la gamme de température, le calcul du coefficient τ_f^c permet de pondérer le résultat en fonction de la non-linéarité. La méthode du τ_f^b paraît la plus complète car elle donne une description précise sur la dérive grâce aux coefficients du développement polynomial.

II.1.3.2. Filtres

Les filtres sont un assemblage de résonateurs. La mesure en température doit confirmer l'analyse effectuée avec un seul résonateur. La principale dérive que nous cherchons à compenser porte sur un glissement de la réponse du filtre sur l'axe des fréquences. Les dérives dues aux changements de pertes diélectriques ou métalliques avec la température sont subies et ne peuvent être compensées.

Les Figure 44 et Figure 45 représentent deux exemples de filtres hyperfréquence influencés par un changement de température. Deux situations sont présentées, la simulation sous CST Studio suite de la dilatation d'un filtre et la mesure réelle d'un filtre planaire. Nous observons des changements de propriétés similaires : la réponse fréquentielle dérive à cause des changements de propriété des matériaux. Les couplages entre résonateurs ne sont pas suffisamment affectés pour changer la réponse.

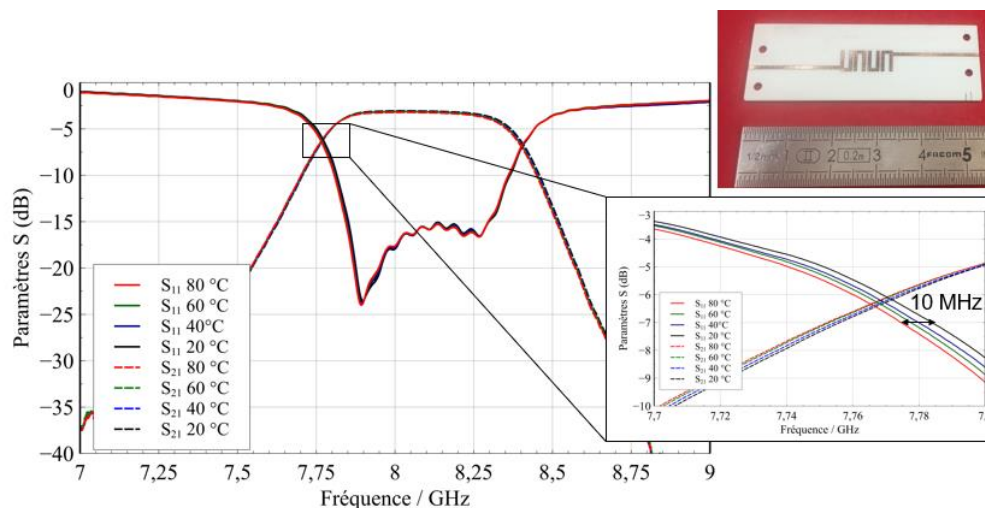


Figure 44 : mesures en température d'un filtre Hairpin

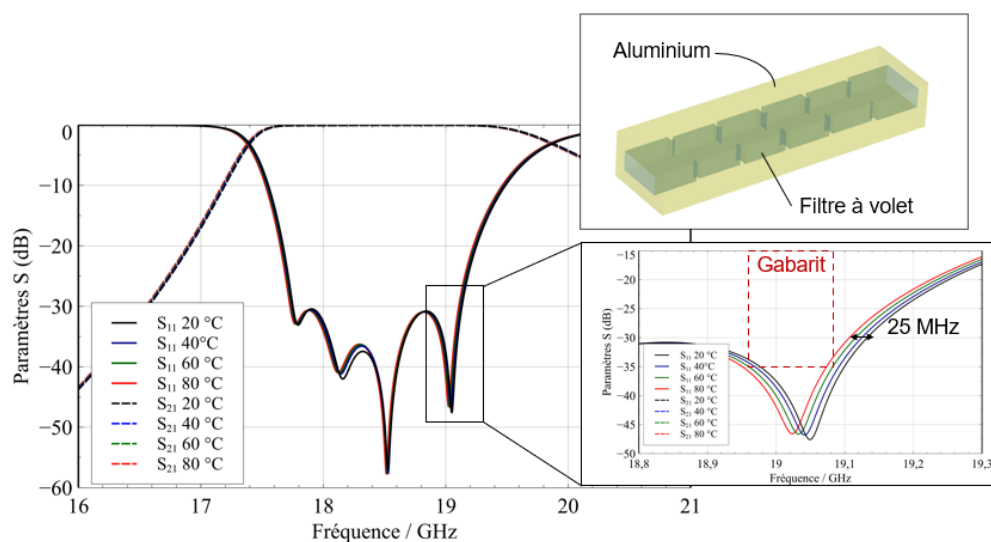


Figure 45 : simulation d'un changement de température sur un filtre à volets métalliques

L'objectif de ce type de mesure est de délimiter les zones fréquentielles dans lesquelles la réponse évolue avec la gamme de température indiquée. Ces évolutions sont ensuite comparées avec celles du cahier des charges, pour confirmer que le filtre correspond aux spécifications demandées. Nous remarquons que la compensation est d'autant plus utile que les bandes de fréquences sont fines : une variation faible de 10 MHz, par exemple, sera d'autant plus visible sur une bande passante de 50 MHz (dérive de 20%) que sur une bande de 800 MHz (dérive de 1,25%).

II.1.4. Conclusion

Nous avons ainsi expliqué dans cette partie les méthodes de caractérisation de matériaux et d'analyses en température de résonateurs et filtres hyperfréquences. Les données matériaux extraites à partir des techniques de mesures permettront de réaliser la conception et la simulation de prototypes compensés en température. Le banc de mesure développé permettra d'évaluer les performances de ces prototypes une fois réalisés.

II.2. Simulation multiphysique de dispositifs hyperfréquences

Cette partie présente les travaux effectués pour la mise au point d'outils de simulation multiphysique dans l'objectif d'analyser des dispositifs hyperfréquences soumis à des variations de température. Il existe de nombreux outils logiciels pouvant répondre aux besoins (chapitre 1 : [31], [91] ou [32]), cependant leur utilisation dans notre étude demande un paramétrage et une compréhension spécifique de l'outil et des phénomènes mis en jeu. Les stratégies d'analyse sont donc décrites ici, comparées avec les mesures en température de la partie précédente et évaluées sur des dispositifs de filtrage.

II.2.1. Principe et mis en œuvre des simulations électro-thermo-mécaniques

Le principe des simulations multiphysiques pour notre besoin a été présenté dans le premier chapitre, ainsi que les recherches qui ont été effectuées sur ce sujet. La configuration et la mise en place de ces simulations demande une réflexion initiale sur la modélisation des phénomènes, car ils sont trop complexes pour être simulés sans simplification. Cette partie présente d'abord les hypothèses de départ choisies dans ce travail, puis le choix et l'utilisation du simulateur sont expliqués et illustrés.

II.2.1.1. Hypothèse de de départ

Pour être évaluée, la simulation numérique doit être cohérente avec les moyens de mesure disponibles. Les paliers mesurés avec le banc de température seront ceux qui ont été simulés et l'étude sera restreinte aux états thermiques stationnaires et à la réponse électromagnétique associée. Les états transitoires et les phénomènes associés ne seront pas simulés ni étudiés lors des mesures. Cette analyse des états transitoires est plus complexe et demande plus de finesse dans sa réalisation. L'étude est restreinte à des filtres qui doivent fonctionner dans un environnement où les cycles de température sont de plusieurs heures (au minimum). Nous avons donc réduit les conditions d'études de départ en adéquation avec nos besoins et les moyens à disposition (moyens numériques et de mesure).

II.2.1.2. Logiciel de simulation

Le logiciel de simulation que nous avons utilisé lors de ces travaux est la suite logicielle CST de Dassault system [32]. Elle dispose des modules de résolution fréquentielle, thermique et mécanique²⁴, opérant ainsi dans les différents domaines de la physique qui nous intéressent. Un exemple d'interface homme-machine est illustré sur la Figure 46.

D'autres outils logiciels commerciaux auraient également pu être utilisés. La disponibilité de l'option « move mesh²⁵ » avec le produit CST a cependant été un critère de choix prépondérant. Quand la structure est maillée, si le changement dimensionnel entre deux itérations de calcul n'est pas trop important, cette option modifie la taille des mailles sans modifier l'agencement général (nombre de mailles, connexions entre ces mailles), comme le montre la Figure 46. Dans des procédures d'optimisation, ou d'analyse d'effet de faibles perturbations, cette option est intéressante à utiliser : en effet, la précision d'un calcul est liée

²⁴ Frequency Domain Solver, Thermal Steady State Solver et Mechanical Solver :

<https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/solvers/>

²⁵ maillage mobile, en français

aux nombres de mailles utilisées et à leur répartition dans le volume d'étude. Si le maillage est reconstruit à chaque itération, la précision du calcul évolue, et ce bruit numérique peut masquer les sensibilités aux paramètres géométriques ou physiques recherchées. Même si pour un maillage donné la précision du calcul est limitée, nous pourrions détecter en valeur relative l'impact d'un paramètre en utilisant cette technique de déformation de maillage. Par ailleurs, les temps de simulation sont optimisés, car le temps nécessaire à cette déformation est inférieur au temps de construction d'un maillage.

Nous ne disposons cependant pas de cette option au démarrage de ces travaux. Une part des simulations présentées dans la suite de ce mémoire s'appuie donc sur un mailleur classique, ce qui nous a néanmoins permis de mesurer les limites de cette technique.

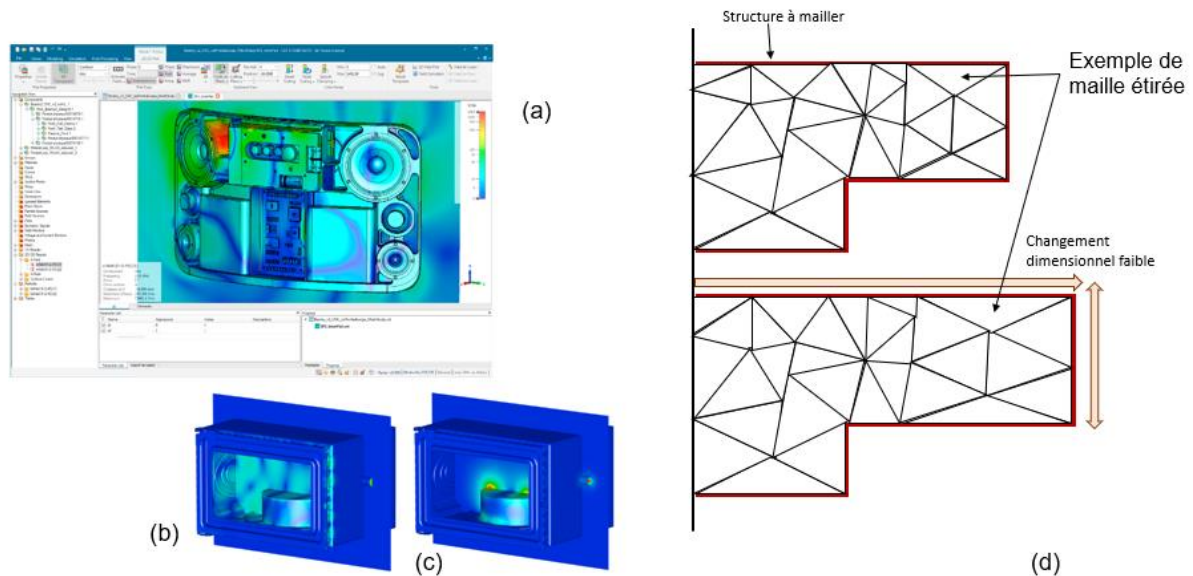


Figure 46 : vue de l'interface CST (a), simulation électromagnétique (b) et thermique (c) d'un four microonde industriel. Visualisation de l'option « move mesh » permettant d'étirer les mailles existantes d'une structure sans refaire un nouveau maillage (d)

Source : < brochure CST 2019 ²⁶ >

II.2.1.3. Procédure de simulation multiphysique

Dans une première phase de nos recherches, nous avons visé la mise au point d'une solution très générique, pouvant traiter une large variété de problèmes, et exploitant un large ensemble des potentialités affichées par les simulateurs multiphysiques.

La procédure de simulations multiphysiques développée ici s'appuie sur les recherches bibliographiques effectuées dans le chapitre 1. Notre intention est d'enchaîner l'utilisation des différents outils de résolution numérique : électromagnétique, thermique et mécanique [27]. La superposition des affichages des différents phénomènes (champs électromagnétique, champ de température, déformation,...) peut également permettre une compréhension plus fine des phénomènes physiques perturbant le dispositif [35]. Ce type de simulation permet la modélisation de sources de chaleur localisées (amplificateur par exemple) ou distribuées

²⁶ <https://www.3ds.com/fileadmin/PRODUCTS-SERVICES/SIMULIA/PRODUCTS/CST/SIMULIA-CST-Studio-Suite-Brochure-2019.pdf>

(générées par les pertes électriques) ou la modélisation de contraintes mécaniques spécifiques (liaison mécanique, interface entre matériaux).

Dans une toute première approche, nous nous sommes limités à une simulation électrothermique, appliquée sur un résonateur planaire en RO4003C. Le principe de la simulation est présenté en Figure 47, il est décrit en [29]. Le résonateur planaire est choisi pour sa simplicité, avec seulement deux matériaux intégrés (diélectrique, métallique) dont nous connaissons les sensibilités en température.

La procédure de simulation présentée en Figure 47 est programmée sur le logiciel Matlab. L'algorithme encodé lance et résout successivement les simulations électromagnétiques et thermiques, en transférant les résultats de l'une à l'autre. Dans ce cas, le champ de température est appliqué aux matériaux de la simulation électromagnétique (les valeurs de conductivité ou de permittivité en chaque point de calcul électromagnétique sont liées à la température), et les sources de chaleur d'origine électromagnétique sont appliquées à la simulation thermique (les pertes métalliques et diélectriques génèrent un effet Joule, des sources de chaleur sont générées en chaque point de calcul thermique). Les paramètres S calculés à une itération sont comparés à ceux calculés à l'itération précédente, et la boucle est stoppée si la fonction d'erreur est inférieure à un critère de convergence. Ce critère de convergence est établi à partir du pic de résonance, il prend en compte la position en fréquence et en niveau pour fournir une valeur caractéristique, à minimiser.

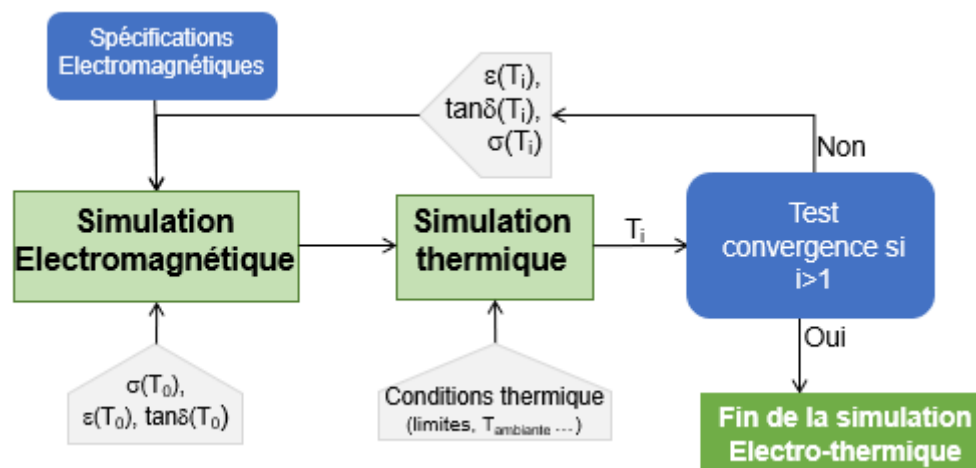


Figure 47 : diagramme de simulation électrothermique

De nombreuses propriétés physiques sont déjà requises pour cette première expérimentation numérique, décrites dans le Tableau 2, chapitre 1 (permittivité dépendante de la température, capacité thermique du substrat...). Le maillage de la structure est généré et optimisé par le logiciel CST de manière automatique, et diffère potentiellement pour chaque nouvelle simulation.

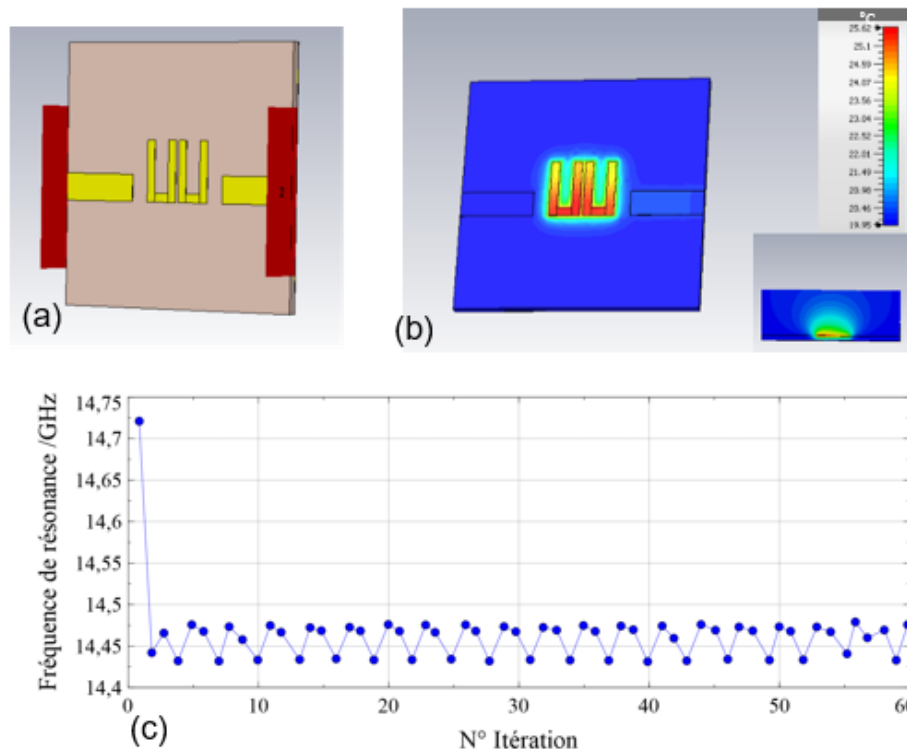


Figure 48 : vue CAO du dispositif étudié : le dipôle Hairpin (a), champs de température obtenue après simulation (b) et suivi de la fréquence de résonance d'un résonateur à chaque simulation électromagnétique effectuée.

La Figure 48 présente le résultat de la simulation thermique sur un filtre à résonateurs planaires de forme Hairpin. La répartition de température permet d'observer une élévation de température autour des résonateurs (générée par les pertes métalliques, qui sont prépondérantes). A ce stade de l'étude, la technique de déformation de maillage n'était pas utilisée. La fréquence de résonance est relevée à chaque itération de la boucle. Celle-ci converge rapidement puis oscille autour d'une valeur. La fréquence de résonance finale s'exprime alors avec une incertitude correspondant au bruit de la simulation, qui est ici de plusieurs dizaines de MHz. Ce bruit de simulation est extrêmement important et ne permet pas d'isoler finement les évolutions et changements dus aux phénomènes thermiques, qui sont de quelques MHz. Ce problème est attribué au maillage du dispositif dans les différentes physiques. Le maillage n'est pas contrôlé et se trouve régénéré à chaque itération. Cette hypothèse sera confirmée dans la suite.

La boucle électrothermique a été ensuite complétée par une simulation mécanique pour prendre en compte les dilatations géométriques. La Figure 49 représente la procédure de contrôle des simulations électromagnétiques, thermiques et mécaniques qui sont programmées, elle s'appuie sur les travaux de [27]. Un algorithme sous Matlab pilote les différentes simulations, et gère les résultats servant aux simulations suivantes. A ce stade, le maillage est ici encore généré de manière automatique par le logiciel, nous n'avons pas pu concevoir autrement l'algorithme Matlab qui agit en lien avec le logiciel CST. Cependant les critères de maillage sont renforcés pour ces tests (maillages plus denses), bien que cette méthode augmente le temps de simulation global.

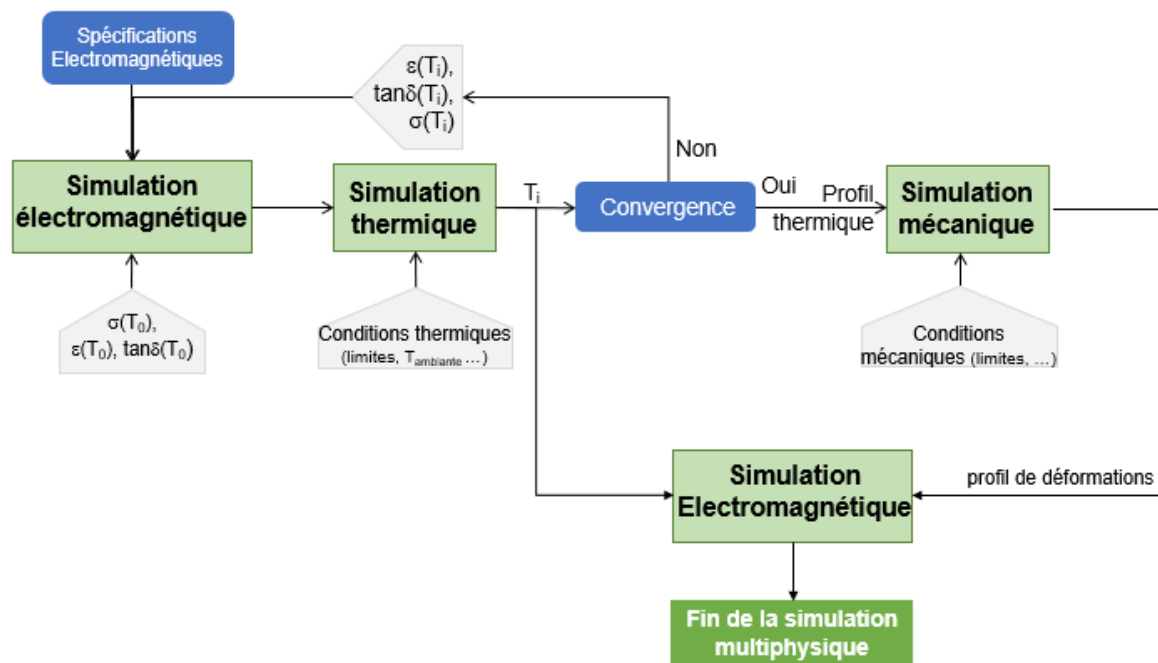


Figure 49 : procédure de simulation électro-thermo-mécanique

La Figure 50 décrit le dispositif étudié dans ce cas et le champ de déformation obtenu par la simulation mécanique. Cette dernière requiert le profil thermique et les conditions mécaniques initiales pour fournir ce champ de contraintes qui s'applique à la simulation électromagnétique.

La fréquence de résonance dans la boucle électrothermique converge immédiatement autour d'une valeur, mais est toujours soumise au bruit de simulation. Celui-ci est cependant réduit à quelques MHz grâce au renforcement de la densité de maillage. Cette simulation multiphysique complète est réalisée dans les trois domaines physiques qui nous intéressent, elle requiert de très nombreux paramètres physiques (7 par matériaux, voir Tableau 2, chapitre 1), et la procédure est effectuée via un logiciel de commande (ici Matlab). Toutes ces conditions et prérequis sont complexes à mettre en place. Les ressources numériques demandées et les temps de simulation sont également importants. L'utilisation d'un logiciel de contrôle extérieur permet d'avoir une grande maîtrise sur l'enchaînement des étapes à suivre. Cependant toutes les options nécessaires ne sont pas forcément disponibles, ce qui bloque parfois le bon déroulement de la procédure. On peut citer à titre d'exemple : l'absence de paramétrage en température et/ou selon les directions de caractéristiques mécaniques comme le CTE ; ou l'activation du maillage mobile soumise à un critère non disponible via l'interface utilisateur.

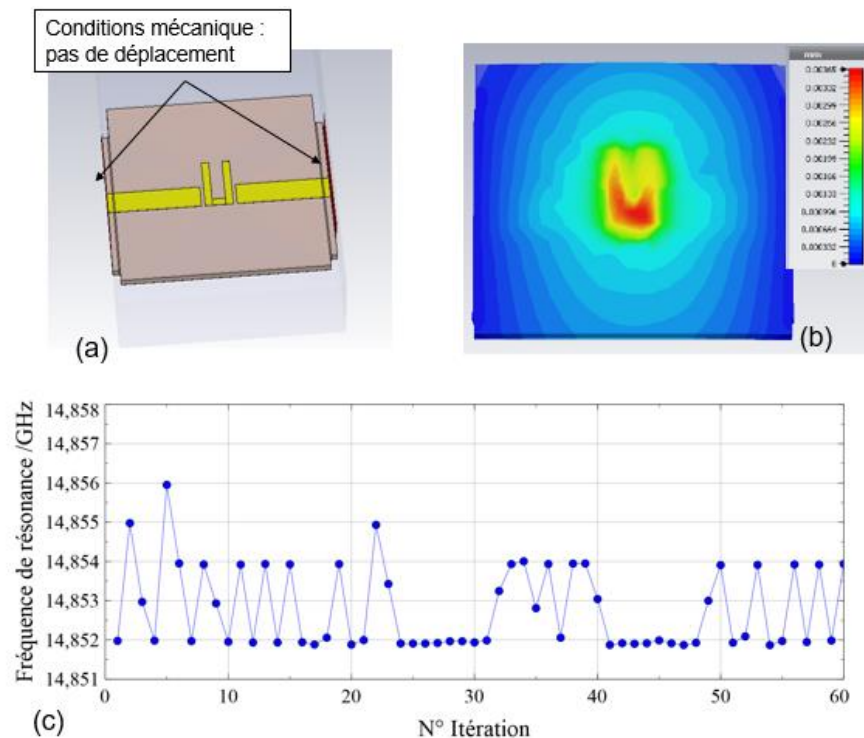


Figure 50 : résonateur Hairpin simulé, avec ses conditions mécaniques (a), champs de déformation obtenu (b) et fréquence de résonance au cours des itérations de la boucle électrothermique (c).

La principale limitation de ce type de simulation est donc le maillage de la structure. Un nouveau maillage généré pour chaque simulation apporte un bruit de simulation trop important par rapport aux phénomènes que nous souhaitons observer. De plus, les maillages réalisés pour les simulations thermiques et mécaniques sont différents, car ils ne répondent pas aux mêmes besoins que la simulation électromagnétique.

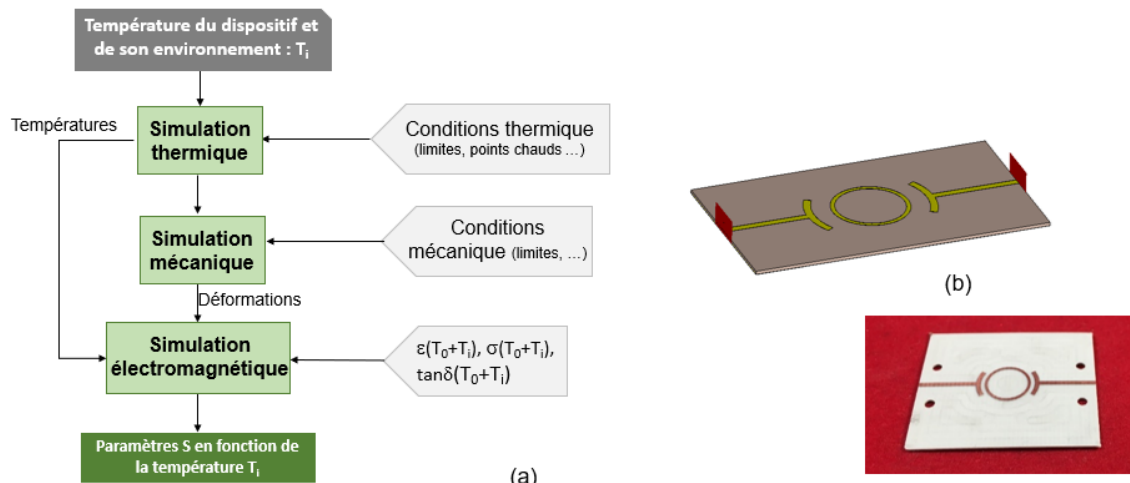


Figure 51 : simulation multiphysique simplifiée (a) et appliquée au résonateur planaire en anneau (b)

Nous avons étudié plus précisément le problème de maillage. La première solution est de raffiner et augmenter le nombre de mailles générées, ce qui a été fait pour l'analyse précédente. Pour diminuer le temps de simulation, nous avons programmé un algorithme simplifié, présenté sur la Figure 51. Le dispositif d'étude est le résonateur planaire en anneau, dont une mesure en température est disponible. Le résonateur Hairpin n'a pas été retenu car sa taille réduite conduit à de très faibles déplacements (en valeur absolue) et la dérive en fréquence est alors moins clairement extraite du bruit de mesure.

La simulation multiphysique est lancée pour chaque point de mesure (20, 40, 60 et 80 °C). La procédure a été relancée plusieurs fois, avec des conditions de maillages de plus en plus contraintes jusqu'à atteindre des dérives fréquentielles comparables à la mesure. Le Tableau 12 expose les résultats de la simulation électromagnétique avec un maillage suffisamment fin pour intégrer les phénomènes thermiques. Pour ce dispositif, le temps nécessaire à une simulation électromagnétique classique est de l'ordre de quelques minutes avec le matériel informatique utilisé : il est augmenté jusqu'à 3h pour cette simulation multiphysique, malgré la simplicité du dispositif testé.

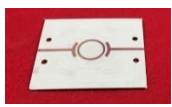
	$\Delta f_{\text{mesure}} / \text{MHz}$ (de 20 à 80 °C)	Bruit de mesure /MHz	$\Delta f_{\text{simulation}} / \text{MHz}$ (de 20 à 80 °C)	Bruit de simulation (maillage) / MHz	Temps de simulation total
Résonateur planaire à anneau	-10,12	+/- 2,8	-13,74	+/- 1,5	3h

Tableau 12 : comparaison de résultats de simulations multiphysiques avec une mesure en température

Les incertitudes liées aux bruits de mesure et de simulation sont similaires. Cela permet d'anticiper en simulation le comportement en température d'un dispositif. Cependant il serait souhaitable que le bruit de simulation soit d'au moins un ordre de grandeur plus petit pour une simulation performante. Cette procédure présente donc des limites et ne paraît pas assez efficace pour l'utilisation que nous souhaitons dans le cadre de nos travaux.

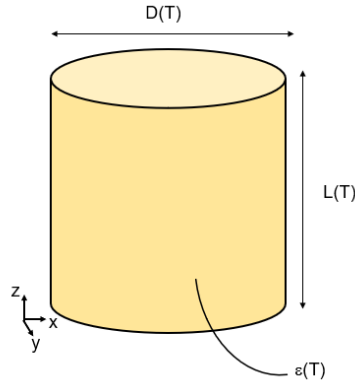
Nous avons ainsi étudié la mise en place de simulations multiphysiques complètes pour l'étude de dispositifs passifs en température. Cependant, la complexité de telles simulations est rapidement apparue. L'enchaînement et le contrôle des simulations dans les différentes physiques est soumis aux options disponibles des logiciels qui ne permettent pas toujours d'atteindre les objectifs visés. Le besoin important de données matériaux multiphysiques, parfois dépendant d'autres paramètres, est également contraignant et demande d'importantes ressources. Enfin, la principale limitation est le maillage généré à chaque simulation. Sans contrôle, il amène un bruit trop important qui empêche d'observer les phénomènes thermomécaniques. La suite de ce travail présente donc le développement d'une technique de simulation simplifiée permettant de résoudre ce problème.

II.2.1.4. Simulation électromagnétique paramétrée thermo-mécaniquement

Une approche qui se voudrait trop rigoureuse des simulations multiphysiques amène en fait de fortes imprécisions de simulation avec les outils numériques disponibles. Une technique de simulation répondant à la problématique de ce manuscrit, moins générique, a donc été développée, en limitant et réduisant nos objectifs.

L'évolution des dimensions et des caractéristiques électromagnétiques est paramétrée en fonction de la température de façon directe avec les outils de simulation électromagnétique classiques. Ce qui veut dire que la température est considérée comme étant homogène à l'intérieur du dispositif testé. Nous nous limitons donc à simuler l'impact de variations lentes de température d'ambiance. Cette approche permet de tester et confirmer le principe de compensation mis en œuvre dans la suite de ce travail ou d'estimer la dérive fréquentielle résultante en fonction des matériaux utilisés.

La Figure 52, présente le paramétrage d'un résonateur cylindrique constitué d'un matériau dont les caractéristiques sont connues. Le CET et le CTP sont déterminés avec les méthodes de caractérisation décrites dans la partie précédente. Les changements dimensionnels et de permittivité sont alors déterminés par les équations suivantes :



$$D(T) = D(T_0) + D(T_0).CTE_{xy}.(T - T_0) \quad (20)$$

$$L(T) = L(T_0) + L(T_0).CTE_z.(T - T_0) \quad (21)$$

Figure 52 : Paramétrage en température d'un cylindre constitué d'un matériau caractérisé

$$\varepsilon(T) = \varepsilon(T_0) + \varepsilon(T_0).TCP.(T - T_0) \quad (22)$$

Cette technique est uniquement focalisée sur l'utilisation d'un outil de résolution électromagnétique et doit être paramétrée avec soin pour simuler des phénomènes de l'ordre du ppm. Pour une simulation électromagnétique classique, le maillage est généré et associé à une configuration géométrique : tout changement dimensionnel provoque la réalisation d'un nouveau maillage et un bruit de maillage de l'ordre de quelques MHz. Ce bruit masque en partie ou totalement les résultats de simulation car il est similaire à l'ordre des changements fréquentiels dans notre gamme de température.

La première solution a été de réaliser un maillage très fin permettant d'avoir un bruit de simulation beaucoup plus bas (de l'ordre du kHz). Cette méthode demande cependant des ressources numériques et un temps de simulation important car plusieurs maillages doivent être générés pour quantifier le bruit de simulation. Une meilleure solution, plus rapide et beaucoup moins exigeante en ressource, consiste à utiliser un maillage mobile. Ce principe, illustré en Figure 46, utilise une seule configuration de maillage pour les simulations à différents points de température. Le changement dimensionnel est pris en compte en étirant ou en modifiant légèrement les mailles. Le bruit de maillage est très fortement réduit et l'influence de la température peut être observée.

L'observation et la résolution du problème de maillage sont illustrées avec la Figure 53 pour le résonateur planaire en anneau précédemment mesuré. Sous CST, le maillage initial (sans optimisation ou raffinement) est conservé pour chaque simulation effectuée. La fréquence de résonance est relevée pour chaque élévation de température. Les CTE du RO4003C selon les orientations verticales et horizontales sont appliqués sur l'épaisseur du substrat et le diamètre de l'anneau. L'impact de l'option du maillage mobile²⁷ est étudié sur la base du graphique (d) de la Figure 53.

²⁷ « move mesh »

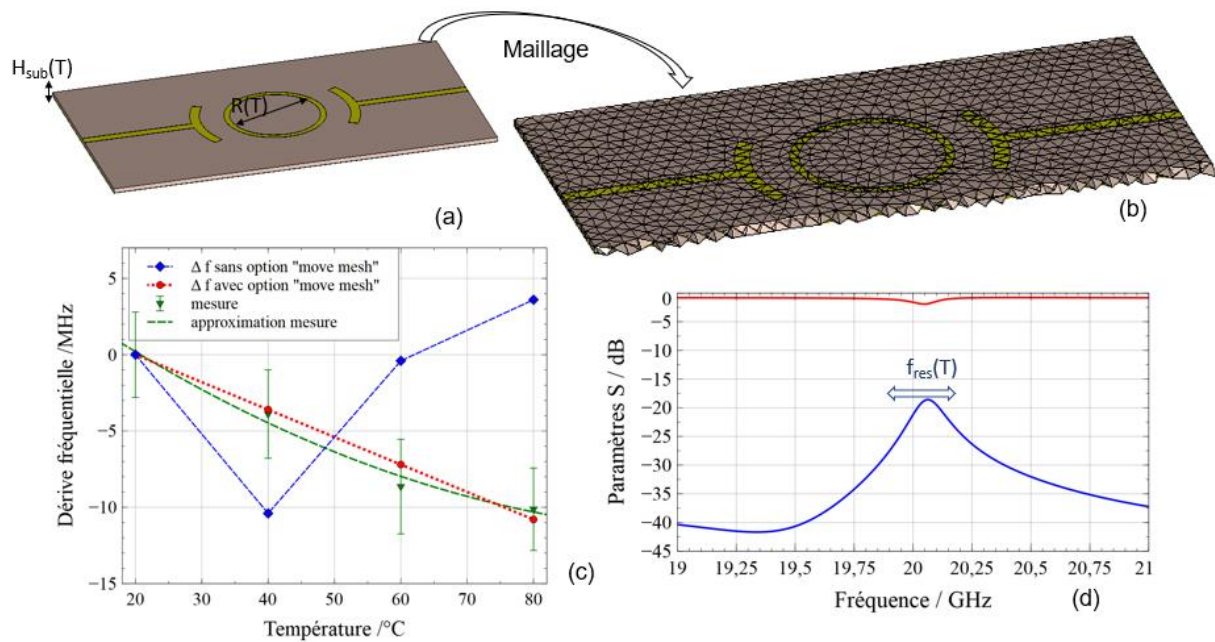


Figure 53 : (a) CAO du résonateur planaire, (b) maillage appliqué sur la structure, (d) paramètres S simulés et (c) comparaison de l'évolution de la dérive fréquentielle en température avec ou sans le maillage mobile et par rapport à la mesure en température effectuée.

Même avec des mailles assez grossières, il est possible de s'extraire du bruit de maillage, et d'obtenir un comportement similaire à la mesure grâce au maillage mobile. Sans cette option, les résultats sont trop bruités pour extraire une tendance d'évolution de la fréquence de résonance.

Cette méthode est appliquée aux autres dispositifs simulés de la partie précédente : la comparaison entre simulation et mesure est effectuée dans la Figure 54 et le Tableau 13. Le tableau présente les dispositifs précédemment mesurés et le type de modélisation réalisée pour la simulation des effets thermiques. Les dérives fréquentielles sont similaires et confirment l'intérêt de la technique de simulation avec un maillage mobile. Le τ_f n'est pas calculé, car il n'apporte pas d'information supplémentaire : la simulation n'intègre pas les effets non-linéaires. De plus, le τ_f compare les performances des résonateurs entre eux et il est moins pertinent dans le cas d'une comparaison entre simulation et mesure d'un même objet.

La Figure 54 présente la comparaison de la dérive fréquentielle en température, mesurée et simulée. Les coefficients thermiques d'expansion et de permittivité sont utilisés dans des formules linéaires, les résultats de simulation sont donc aussi linéaires. Le CTP est déterminé dans la partie précédente à partir d'une formule linéaire pour les résonateurs diélectriques (11). Malgré cela, nous observons une bonne concordance des évolutions fréquentielles, ce qui valide la méthode de simulation à partir des données expérimentales. Les simulations concordent sur l'intervalle de température sur lequel est défini le CTP. Il est donc essentiel de préciser l'intervalle de température utilisé pour toute expérimentation ou simulation.

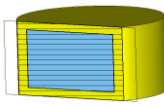
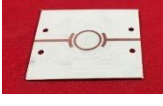
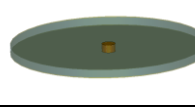
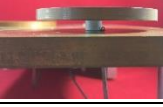
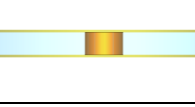
	Visualisation mesure	Δf_{mesure} / MHz (de 20 à 80 °C)	Visualisation simulation	Méthode simulation	$\Delta f_{\text{simulation}}$ / MHz (de 20 à 80 °C)
Cavité en cuivre		-9,896		Résolution mode propre de la cavité avec CTE_{cuivre}	-9,974
Résonateur planaire à anneau		-10,125		Résolution excitation forcée avec CTE_{substrat}	-10,800
Echantillon RD1		7,675		Résolution mode propre avec CTE_{RD} et CTP_{RD}	8,394
Echantillon RD2		-0,046		Résolution mode propre avec CTE_{RD} et CTP_{RD}	-0,023

Tableau 13 : comparaison des dérives fréquentielles en température, mesurés et simulés

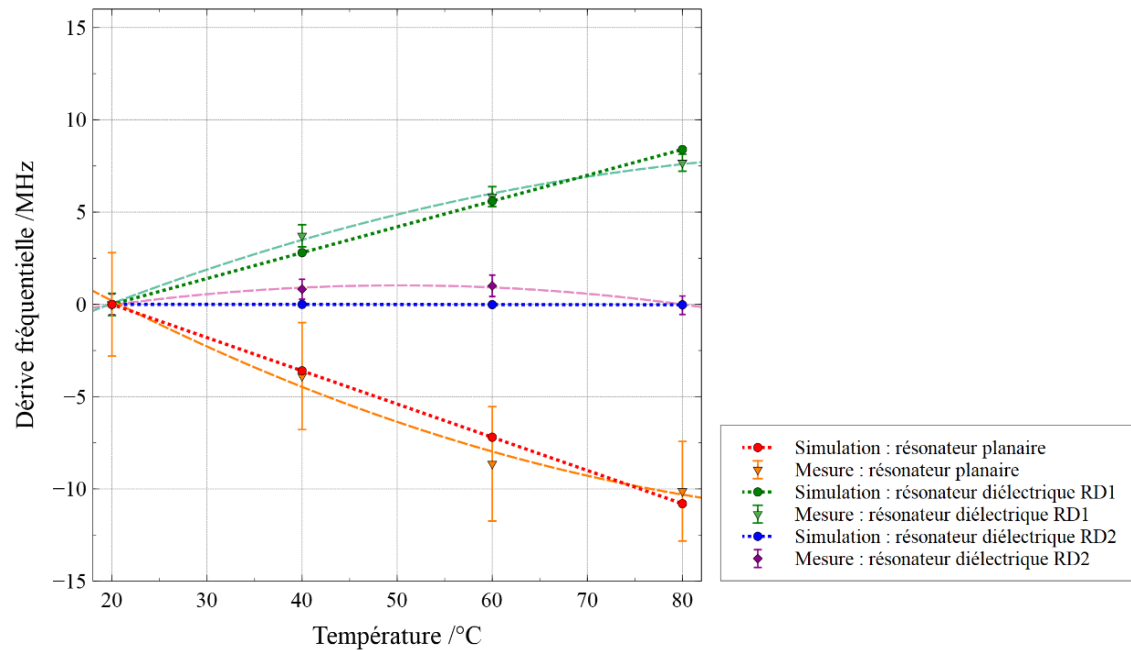


Figure 54 : dérive fréquentielle en fonction de la température, mesurée et simulée, des échantillons de résonateur diélectrique et du résonateur planaire en anneau

Cette approche valide par une simulation peu coûteuse (en temps et en ressource) une technique de compensation ou une observation de la dérive fréquentielle, en fonction des matériaux utilisés. Cette simulation est limitée : les phénomènes non-linéaires ne sont pas pris en compte et nous n'avons pas d'indication de répartition des températures ou des forces de déformation dans le dispositif. Cela ne permet pas d'anticiper le comportement des interfaces ou les assemblages de matériaux, zones généralement sensibles. L'utilisation de formes géométriques relativement simples est nécessaire pour que l'utilisateur puisse anticiper et paramétrer la dilatation de manière intuitive.

Cette simulation est réalisable à partir des données matériaux qui ont pu être caractérisées avec les techniques de la partie précédente. Les paramètres à connaître sont donc limités et l'utilisation du maillage mobile permet l'évaluation d'un comportement en température. La fiabilité de cette approche repose sur le fait que les paramètres de simulation proviennent de caractérisations de matériaux par des mesures précises.

II.2.2. Proposition de résolution multiphysique

Plusieurs approches pour la réalisation de simulations multiphysiques ont été testées. Le principal point à maîtriser est la génération et l'utilisation du maillage. Il doit être contrôlé pour chaque simulation pour ne pas créer un bruit de simulation nuisible. D'autres contraintes apparaissent dans l'utilisation des outils logiciels. Ceux-ci sont des produits commerciaux et ne sont pas toujours développés pour les besoins de la recherche scientifique. Ainsi, certaines options ne sont pas encore accessibles ou intégrées, ce qui empêche une utilisation dans un but de recherche. Deux exemples de difficultés auxquelles nous avons fait face sont l'importation d'un maillage provenant d'une autre simulation, et la définition des différentes dépendances des paramètres physiques d'un matériau. La création d'une base de données complète regroupant toutes les propriétés électromagnétiques, thermiques et mécaniques, avec leurs dépendances parfois anisotropes, représente un travail considérable et nécessite des compétences très variées. La réalisation de simulations thermiques et mécaniques complètes requiert aussi des compétences spécifiques à ces domaines. Cet aspect n'a pas pu être approfondi lors de nos travaux. En perspectives, il serait intéressant d'étudier en simulation le comportement des assemblages de matériaux, des interfaces et des points chauds à l'aide d'outils multiphysiques validés.

En réponse aux observations et limitations qualifiées, une proposition de procédure de simulation multiphysique est présentée en Figure 55. La limitation du bruit de maillage est prise en compte et les outils numériques disponibles sont utilisés de manière optimale.

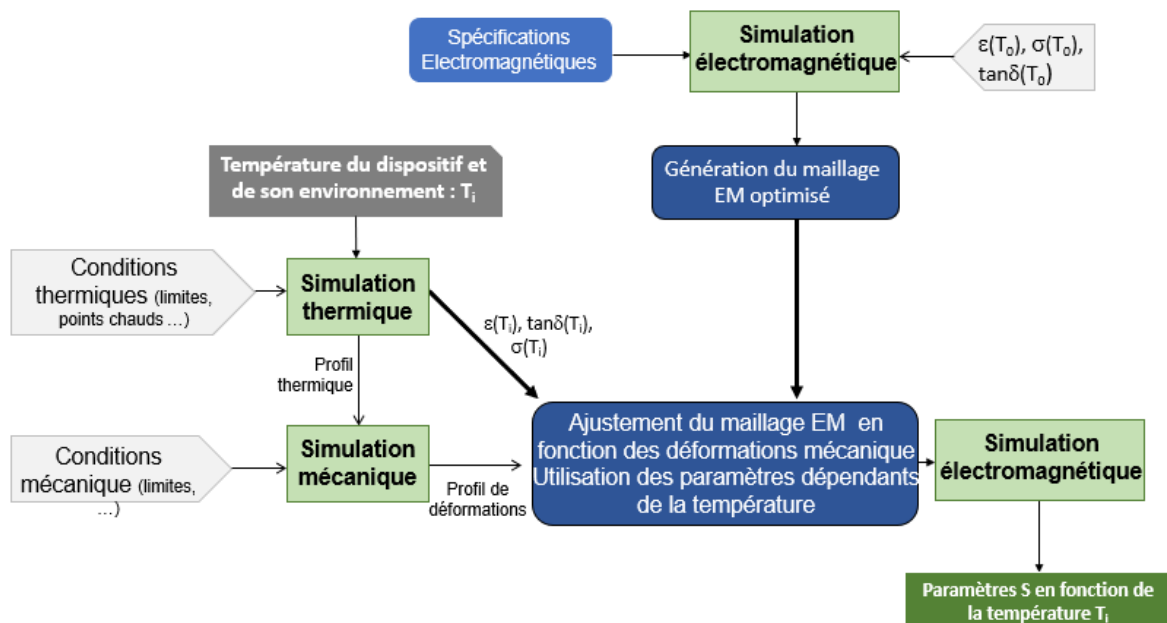


Figure 55 : diagramme de simulation multiphysique avec contrôle du maillage

Une première simulation électromagnétique génère un maillage optimisé dans ce domaine. Ensuite, les simulations thermiques et mécaniques sont réalisées puis leurs résultats sont appliqués sur le maillage électromagnétique. Celui-ci doit être mobile et ajustable, pour conserver le même nombre de mailles et la disposition générale à chaque nouveau point de température. La simulation électromagnétique réalisée reflétera alors les impacts des conditions thermiques et mécaniques sur le dispositif passif. En accord avec la problématique fixée, seul l'état thermique stationnaire est simulé et nous prenons comme hypothèse que le dispositif subit une hausse de température homogène et simultanée sur toute sa structure. Une boucle électrothermique n'est alors pas nécessaire, cependant elle devra être réintégrée pour une simulation thermique inhomogène, avec différentes sources de chaleur par exemple.

La stratégie adoptée dans cette partie se concentre autour des données et connaissances fiables qui ont émergées à partir de nos essais. La maîtrise du maillage, et sa déformation pour un nouveau point de température est intégré sur CST. Les paramètres matériaux nécessaires sont mesurables par des méthodes hyperfréquences, ainsi que leurs dépendances en température. Le modèle de simulation est ainsi simplifié pour une utilisation alimentée par les données de caractérisation provenant de ces techniques. La maîtrise du maillage est assurée par le logiciel de simulation grâce à un paramétrage correct. La méthode de simulation permet ainsi une conception et une validation du principe de compensation en température pour un dispositif, cependant sa validation nécessite la réalisation de prototypes.

II.2.3. Conclusion

La mise au point de simulations multiphysiques complètes et efficaces est un exercice difficile. Il demande une maîtrise approfondie de chaque physique et des méthodes de simulations associées. Le déroulement des recherches présentées dans cette partie a permis de mettre en évidence les problèmes qui apparaissent, et de s'orienter vers une solution efficace, tenant compte des contraintes logiciels et numériques.

Nous utilisons un maillage mobile et les données de caractérisation extraites par des méthodes hyperfréquences pour rester rattaché au domaine que nous maîtrisons, l'électromagnétisme. La pleine utilisation des outils de chaque physique, thermique et mécanique, demande une expérience supplémentaire. La comparaison avec une mesure sur des véhicules de test est indispensable, car l'approche développée ici est limitée et présente certains inconvénients.

II.3. Conclusion du chapitre

Les travaux sur la caractérisation et la simulation ont été exposés dans ce chapitre. La caractérisation est une étape expérimentale indispensable pour collecter les données nécessaires sur les matériaux. La connaissance des techniques de mesures et d'interprétation des résultats permet d'être cohérent dans la conception, la simulation, et la validation de tout nouveau prototype. Nous avons développé et évalué des méthodes de caractérisation pour la permittivité, les tangentes de pertes et la conductivité, en fonction de la température. Une méthode hyperfréquence de mesure du coefficient d'expansion thermique a été mise en place à partir des caractérisations électromagnétiques.

Les simulations multiphysiques sont ensuite développées et évaluées. Une approche trop complète et exhaustive est difficile à maîtriser. Elle demande également une base de données volumineuse et difficile à obtenir. C'est pourquoi nous avons étudié une technique qui n'emploie que les résultats de caractérisation et les options disponibles avec le logiciel de simulation électromagnétique. Ainsi nous disposons d'outils pour la réalisation de dispositifs passifs compensés en température, qui pourront être utilisés pour une application dans les chapitres suivants.

Chapitre III. Résonateurs reportés compensés en température

Ce chapitre a pour but d'étudier des solutions de résonateurs passifs reportables et compensables en température. En effet, le résonateur est la brique élémentaire constituante d'un filtre, et doit donc être étudié au préalable pour la réalisation de systèmes plus complexes. Les outils et techniques présentés et étudiés lors des chapitres précédents seront utilisés pour la conception des résonateurs de ce chapitre, les méthodes de caractérisations et de mesures en température devront permettre de valider les solutions répondant à une compensation en température de systèmes résonants.

Dans une première partie, nous étudierons la thématique du report de composants sur un substrat d'accueil. Puis nous travaillerons sur deux types de solutions de résonateurs répondant aux contraintes thermiques. Nous distinguerons pour cela deux approches qui font l'objet de deux parties. La première approche est la stabilisation en température des composants, celle-ci consiste à réduire le plus possible les effets dus à des changements de température sur le matériau utilisé. La seconde est la compensation : cette approche consiste à utiliser des combinaisons de matériaux ou de systèmes qui satisfont à des comportements thermiques permettant d'aboutir lors de l'assemblage à une stabilité fréquentielle du dispositif final. Enfin, un comparatif global des solutions sera présenté pour évaluer les différentes solutions présentées.

III.1. Report de résonateurs sur PCB

Comme le demande le cahier des charges, les filtres et résonateurs développés durant ce travail doivent être reportés sur un substrat de type RO4003C. Ce dernier présente des bonnes performances en termes de stabilité thermique et de faibles pertes, comme le démontre la caractérisation du chapitre 2. Cette partie a pour but de présenter les techniques de report étudiées pendant ce travail. L'objectif est de pouvoir connecter un dispositif de type volumique, présentant de fort facteur de qualité, sans perdre la contrainte de stabilité en température : la réponse électrique doit rester dans le gabarit imposé, le montage doit être stable mécaniquement lorsque la température varie.

Nous avons d'abord étudié plusieurs techniques d'excitation par lignes de transmissions avec ce substrat ([92], Figure 56) pour pouvoir disposer d'un moyen de mesure fiable pour la suite du travail. Les connecteurs vissés ont ainsi été retenus pour leurs bonnes performances, leur flexibilité d'utilisation pour des mesures dans un cadre de prototypage au laboratoire et leur facilité d'utilisation dans une enceinte thermique (plusieurs épaisseurs de substrat tolérable et une fixation non-définitive). Ces techniques étant classiques, les résultats obtenus ne sont pas détaillés dans ce mémoire.

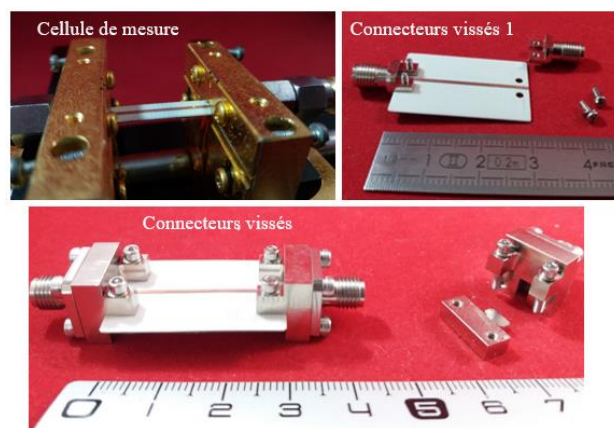


Figure 56 : exemple de techniques d'excitation de ligne micro-ruban avec le substrat RO4003C

III.1.1. Dispositifs multicouches

Dans la partie bibliographique, il a été constaté que l'utilisation d'un substrat planaire en propagation volumique, le SIW²⁸, permet d'améliorer les performances par rapport aux lignes de transmission d'ondes TEM, tout en conservant une bonne compacité des dispositifs [53]. Toutefois, les facteurs de qualité atteints ne permettent pas d'obtenir le niveau objectif d'un millier. Une solution pour augmenter significativement les performances est alors d'évider le substrat afin que le champ électromagnétique s'établisse dans l'air, ce qui permet de s'affranchir en grande partie des pertes diélectriques. Ce concept de structure Air-Filled SIW²⁹, (AFSIW, [56]), est largement présenté et utilisé dans la littérature, en intégrant généralement un nombre limité de couches, pour conserver une bonne compacité ou parce que les technologies d'assemblage sont limitées en épaisseur. Ce concept AFSIW permet donc d'améliorer les facteurs de qualité en maintenant une compacité et un faible coût. De plus, l'utilisation d'un nombre réduit de matériaux est appréciée pour les aspects thermomécaniques, les interfaces multi-matériaux étant le plus souvent problématiques.

L'exigence de fort facteur de qualité, en conservant un substrat déterminé et un nombre de matériaux limité, a conduit à la réalisation de concepts multicouches s'appuyant sur cette technologie. Les pistes étudiées se sont orientées vers la réalisation de résonateurs avec un rapport de forme optimal, sans limitation d'épaisseur pour la cavité. Le Tableau 14 décrit les performances obtenues en simulation avec un substrat RO4003C dans les différents concepts abordés, en utilisant le même mode TM_{110} à la même fréquence de résonance de 20 GHz. Ces simulations, en excitant les résonateurs de manière analogue par ligne micro-ruban, permettent de comparer les performances entre les différents concepts. Il apparaît logiquement que l'évidement et l'optimisation du rapport de forme pour l'amélioration du facteur de qualité se fait au détriment de la compacité (volume résonant pour une cavité).

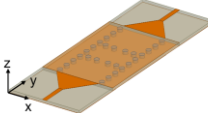
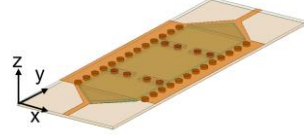
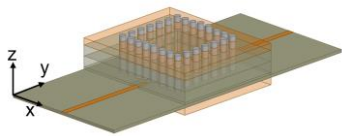
Concept	Volume de la cavité résonante /mm ³	Facteur de qualité à vide Q_0
SIW 	25	255
AFSIW, 1 couche 	60	820
AFSIW multicouches, dimensions optimisées 	545	1590

Tableau 14 : comparaison des performances et du volume pour les technologies SIW et ses dérivées

²⁸ Substrate Integrated Waveguide, guide d'onde intégré dans l'épaisseur d'un substrat.

²⁹ AFSIW, guide d'onde réalisé par assemblage de substrats dont l'intérieur est évidé

La principale difficulté de prototypage rapide et de faible coût étant la réalisation de trous métallisés, nous avons envisagé une approche utilisant des vias traversant facilitant la fabrication. La difficulté se situe alors dans la maîtrise des contacts métalliques entre les couches. Nous avons choisi de placer les contacts métalliques sur les couches supérieures et inférieures pour plus de facilité d'accès lors du montage. Les vias sont alors traversant sur toutes les couches, forment un blindage latéral analogue au SIW, et sont reliés au plan de masse (plan inférieur).

Plusieurs prototypes ont été réalisés : les substrats ont été usinés et percés avec une graveuse mécanique LPKF S63 [93] et les vias métalliques ont été réalisés avec l'insertion de tiges métalliques, soudées sur les plaques de cuivre inférieures et supérieures. Les premiers prototypes présentaient seulement des facteurs de qualité d'environ 100, du fait des faibles tolérances de la technique de fabrication mise en œuvre. Il est apparu que la connexion entre les parties métalliques était capitale. Des rétro-simulations insérant des lames d'air et des mauvaises connexions ont permis de mettre ce fait en évidence. Nous avons réalisé les prototypes suivants en prenant en compte les observations précédentes. De plus, dans le but de maximiser les performances, le substrat générateur de pertes a été éloigné au plus de la zone dans laquelle le champ électrique se concentre. Le rôle du substrat se réduit donc au support du système d'excitation, et au maintien du capot supérieur. Les plaques de cuivres utilisées pour ce second prototype sont également plus minces, afin d'obtenir une meilleure connexion métallique des vias avec le plan de masse de référence. La Figure 57 présente la conception et la réalisation de ce dispositif.

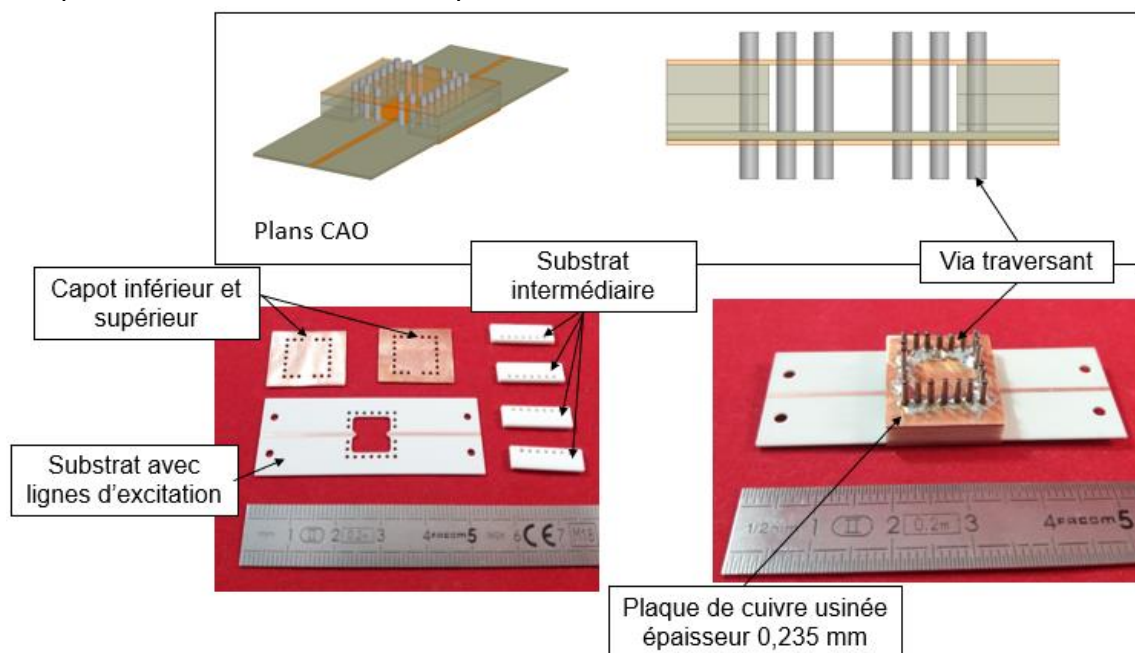


Figure 57 : conception et fabrication du prototype de cavité multicouche type AFSIW

La Figure 58 représente la simulation, puis la mesure et la rétro-simulation de ce prototype (les paramètres de simulation sont ceux indiqués dans les fiches techniques avec notamment une conductivité très optimiste du cuivre $\sigma = 58 \text{ S}/\mu\text{m}$). La rétro-simulation prend en compte des lames d'airs interstitielles et une déconnexion des vias avec les plans de masse. Bien que les facteurs de qualité aient été doublés par rapport aux premières réalisations, les mêmes problèmes apparaissent, qui dégradent les performances.

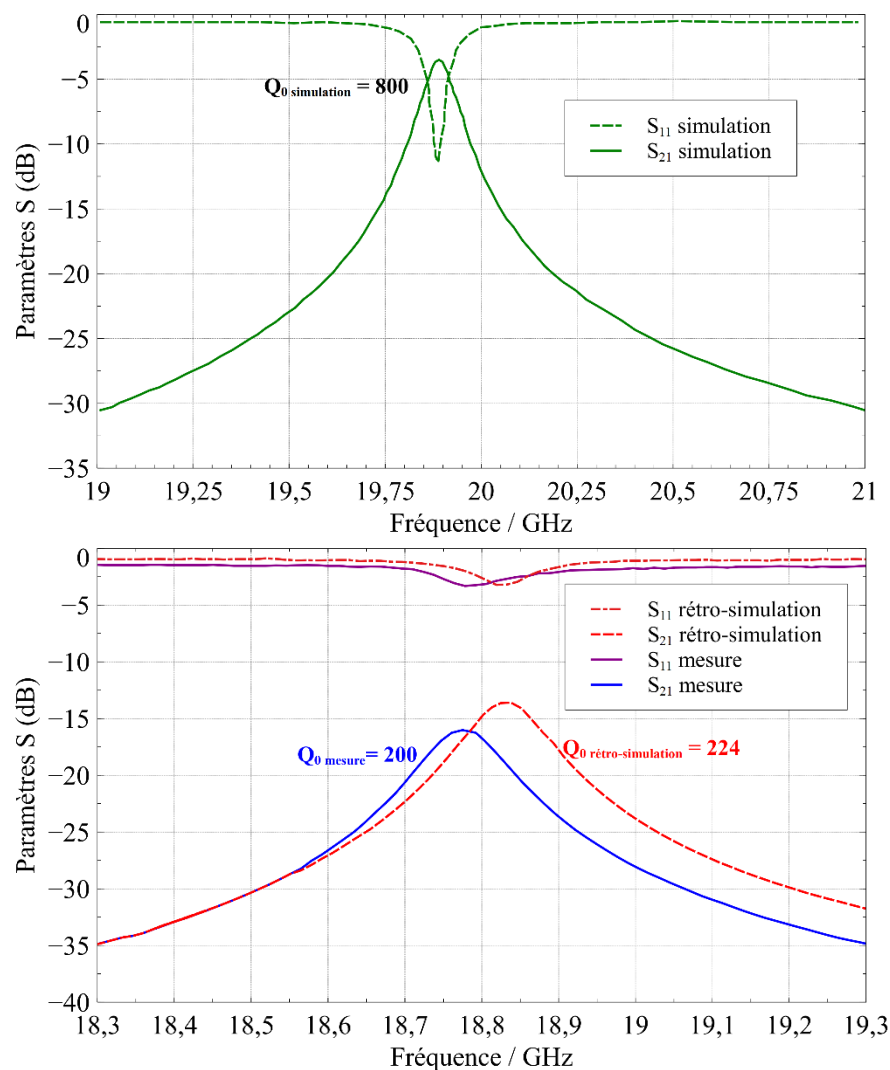


Figure 58 : simulation (en haut), mesures du prototype type AFSIW et rétro-simulation (en bas) avec lame d'air et via sans contact aux plaques de cuivre, tolérance de fabrication, arrondis dans les angles

La réalisation de ce concept par prototypage rapide s'avère donc complexe. La réponse mesurée est en effet très différente de celle simulée, en termes de couplage et de fréquence de résonances. De nombreux ajustements ont dû être pris en compte pour la rétro-simulation : tolérances de fabrication et d'assemblage, lame d'air, mauvaises connexions électriques, conductivité réaliste, ... Les techniques de fabrication et d'assemblage doivent être parfaitement maîtrisées, surtout pour les trous métalliques et leurs connexions. La présence de substrat diélectrique à pertes dans la cavité doit être également éviée pour maximiser les performances. La transition de la ligne microruban à la cavité est aussi un point à travailler pour obtenir des dispositifs fonctionnels, à la vue des écarts de couplage d'entrée/sortie entre la simulation et la mesure.

La réalisation de prototypes performants avec des trous métallisés demande des moyens techniques conséquents. Les processus industriels mis en jeu doivent être parfaitement maîtrisés pour garantir des résultats. Lors des travaux de cette thèse, de tel moyens n'ont pas pu être déployés, et le concept de cavité multicouche en substrat intégrant des trous métallisés n'a pas été retenu. Son étude demeure cependant intéressante car il répond bien à la problématique en termes d'intégration sur une carte d'accueil. Ainsi, ce travail sera utilisé pour la conception d'un dispositif multicouche compensé en température, mais sans les contraintes de prototypages décrites ici.

III.1.2. Report de cavités résonantes évidées

Cette partie présente l'étude du report d'une cavité volumique vide sur un substrat Rogers RO4003C. Ce dernier est usiné grâce à une machine dédiée, la LPKF S63, qui permet un prototypage rapide au laboratoire Xlim. La cavité reportée est usinée en aluminium dans un premier temps pour tester le report.

III.1.2.1. Technique de report

Le choix de la matière qui sert d'interface entre la cavité et le substrat ou sa métallisation est important. En effet, lorsque le dispositif est soumis à des effets thermiques, les différents matériaux le composant se dilatent selon leurs propres propriétés mécaniques. Si ces dernières ne sont pas compatibles, la pièce va subir un stress mécanique pouvant conduire à une rupture, et une perte de fonction de tout le système.

La solution est alors de reporter la cavité sur le substrat avec un matériau tampon qui fait la jonction entre les pièces, et peut absorber les différences de dilatations dues aux effets thermiques. Ce matériau tampon doit également respecter des contraintes électriques. Plusieurs techniques d'assemblage entre la cavité et le substrat sont possibles, par brasage, soudure ou collage. Ces techniques sont actuellement très utilisées dans le cadre de connexions de composants actifs³⁰ (transistors, amplificateurs, etc) [94], [95]. Elles sont également très bien maîtrisées et permettent une connexion électrique et mécanique répondant aux contraintes des télécommunications spatiales [96]. Mais dans tous les cas, de nombreuses études [97] sont nécessaires pour aboutir à un processus permettant d'obtenir des performances électriques ou mécaniques élevées [98], [99]. La mise en œuvre d'un tel processus est généralement couteuse et lourde.

Pour nos travaux, qui s'appuient en laboratoire sur des moyens de prototypage rapide et peu couteux, nous avons choisi d'utiliser une colle époxy chargée en particules métalliques pour assembler les cavités sur le substrat. Celle-ci ayant un CET et une viscosité assez grande, elle sert de matériau d'interface et permet de supporter les différences de retrait entre matériaux. La colle H20E [100] de chez Epotek a été utilisée pour sa facilité d'utilisation au laboratoire Xlim. Nous avons réalisé des cycles de chauffe longs pour la polymériser, sur plusieurs heures avec une montée en température progressive. Cette polymérisation lente permet également à la colle de mieux absorber les différences de dilatation des matériaux entre lesquels elle est placée dans son état final.

III.1.2.2. Technique d'excitation

L'excitation des dispositifs est effectuée par une ligne micro-ruban. Nous avons travaillé avec ce type de ligne pour l'excitation de cavité volumique et le report de celle-ci. Nous avons étudié deux principales configurations de couplage d'une cavité avec une ligne de transmission : soit une fente est réalisée dans le plan de masse sous la ligne (la cavité est alors fermée par ce plan de masse), soit la ligne rentre directement dans la cavité grâce à un iris pratiqué dans cette dernière. Dans les deux cas, la cavité volumique usinée est ouverte sur une de ces faces, elle est alors fermée par le plan de masse du substrat d'accueil (Figure 59).

³⁰ Technologie « flip-chip »

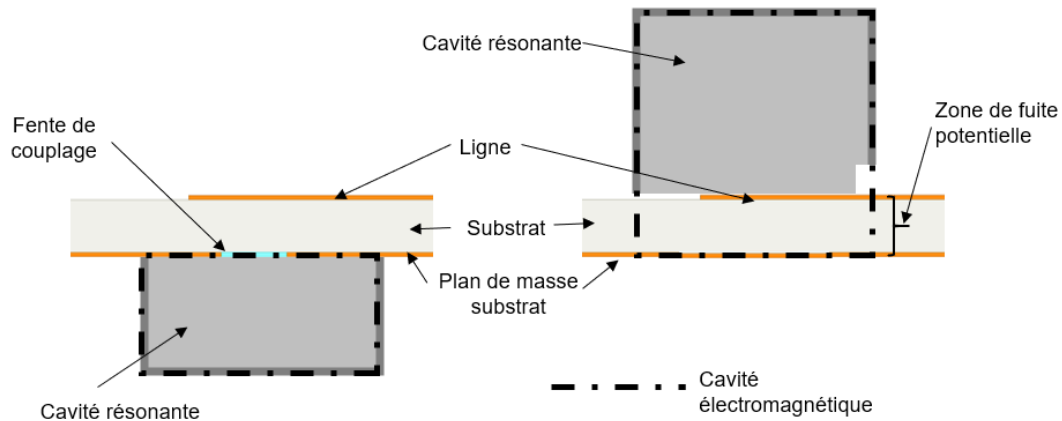


Figure 59 : Configuration 1 : excitation par le plan de masse ;
Configuration 2 : excitation directe par la ligne

Les modes excités sont alors ceux dont les champs sont colinéaires avec ceux de la ligne (Figure 60 et Figure 61). Ainsi par exemple, le mode TM_{110} d'une cavité rectangulaire placée sur une ligne peut se coupler via le champ électrique, tandis que le mode TE_{101} se couple préférentiellement par le champ magnétique.

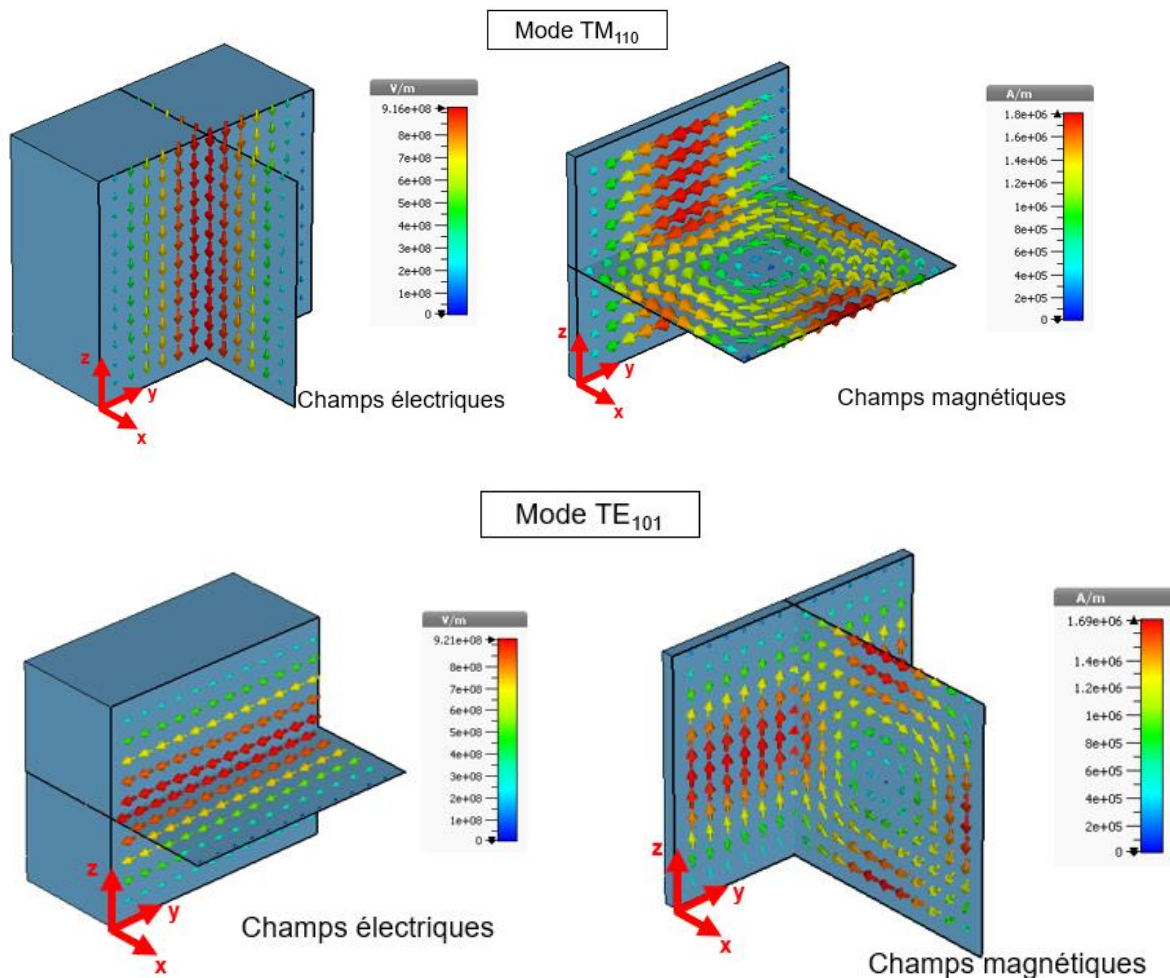


Figure 60 : champs électromagnétiques des modes TM_{110} et TE_{101} pour une cavité rectangulaire

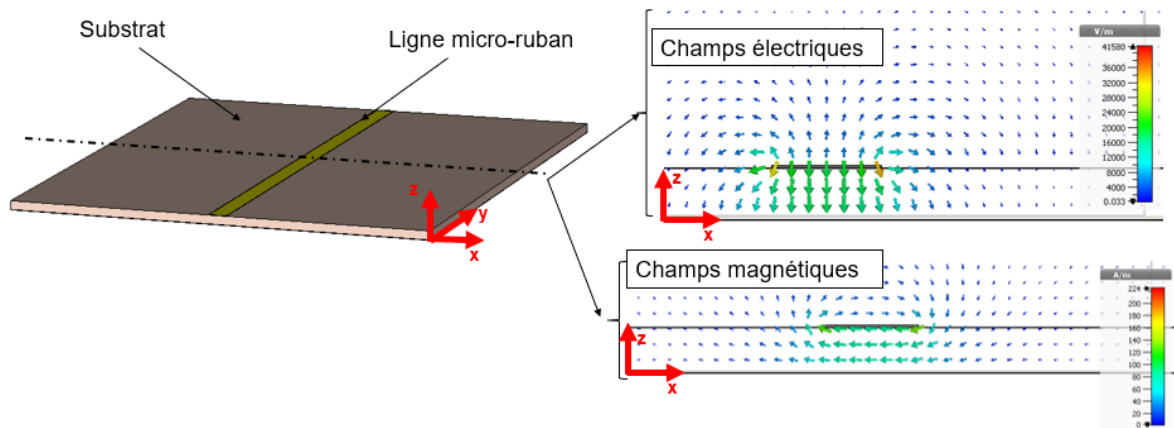


Figure 61 : champs électromagnétiques d'une ligne microruban

Il est ainsi possible de coupler différents modes de cavité rectangulaire ou cylindrique avec une ligne microruban en utilisant les colinéarités des champs électrique ou magnétique. Il est à noter que le niveau du couplage varie selon la configuration et selon les modes. De manière générale, le couplage par fente dans le plan de masse permet une meilleure isolation modale, car moins de modes parasites peuvent être excités. Cependant, cette configuration présente également les couplages les plus faibles, du fait de la taille réduite de la fente et de la concentration du champ hors cavité pour le système d'excitation.

III.1.2.3. Etude du report de résonateurs volumiques par collage

Nous avons choisi des résonateurs de formes classiques pour étudier plus particulièrement l'impact du report. Plusieurs prototypes ont pu être facilement réalisés et reportés de différentes manières. Les simulations préparatoires nous ont permis de quantifier un facteur de qualité idéal d'environ 2000 à 3000 pour ce type de cavité, dans des conditions optimales d'assemblage, et avec des matériaux faibles pertes (utilisés pour les applications spatiales).

La Figure 62 présente la première configuration testée. La cavité rectangulaire est usinée de manière traditionnelle -en aluminium- puis collée sur le plan de masse du substrat où les lignes et les fentes ont été gravées au préalable. La comparaison entre la simulation et la mesure de ce dispositif, montre que les modes TM_{110} et TE_{101} sont excités par les lignes sur le substrat, comme en simulation. Cependant ces derniers sont beaucoup moins couplés, la technique de report n'étant pas bien maîtrisée pour ce premier essai.

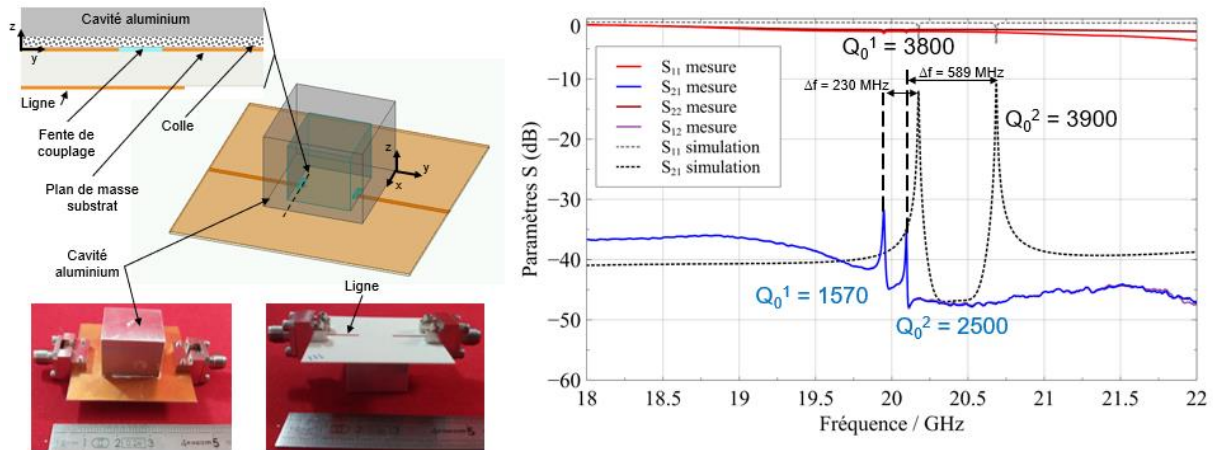


Figure 62 : cavité rectangulaire excitée par fente, reportée avec de la colle époxy métallique. A gauche, modélisation et photos du dispositif, à droite résultats de simulations et de mesures

Ce premier prototype a permis de confirmer l'utilisation de la colle et son efficacité pour assembler le résonateur à son système d'excitation. Cependant, les performances du résonateur sont moindres qu'attendues, à cause des défauts de montage (alignements, débordements de colle dans la cavité, etc), de la faible conductivité de la colle et de sa mauvaise répartition. Le dépôt de colle est sûrement non-homogène à cause de la technique de dépôt (dépôt manuel avec une seringue). Nous avons donc tenté d'améliorer la technique pour corriger ces problèmes. Une rainure dans l'épaisseur de la cavité a été usinée pour permettre une bonne évacuation du surplus de colle vers l'extérieur de la cavité. Des piges de centrage et des motifs d'aide à l'alignement ont été également gravés pour minimiser les désalignements lors de l'assemblage. La Figure 63 montre les améliorations mises en œuvre pour le report des cavités métalliques.

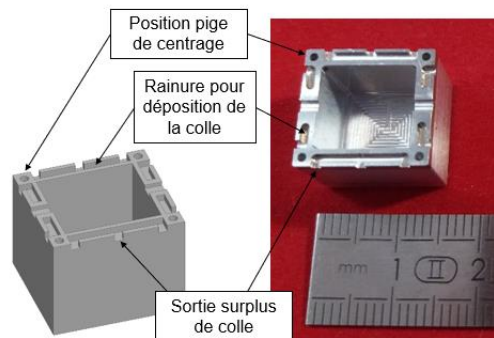


Figure 63 : technique de centrage par pige et rainure d'évacuation du surplus de colle dans l'épaisseur de la paroi de la cavité

La seconde configuration d'excitation qui a été testée est présentée en Figure 65, (avec un iris dans la cavité et un collage sur les conducteurs électriques), intégrant les conclusions de la précédente génération de prototypes. Cette configuration permet d'éviter qu'un mauvais étalement de la colle vienne recouvrir les fentes. Cela permet aussi d'exciter différents modes, comme le montre la Figure 64. Nous avons effectué une simulation large bande pour répertorier les modes excités.

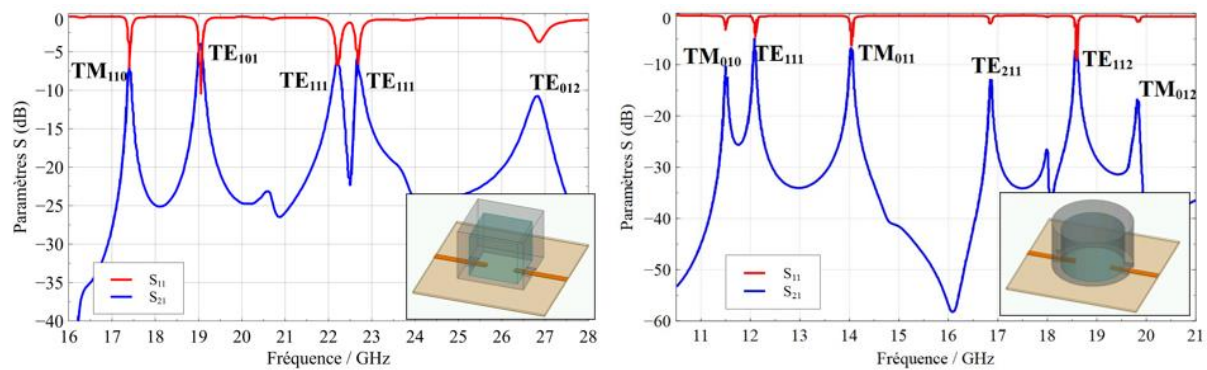


Figure 64 : simulation large bande de cavités rectangulaires et cylindrique excitées par des lignes de transmission micro-ruban, et détermination des modes excités

Une autre évolution a été intégrée : le motif d'accueil sert aussi pour fermer la cavité. Dans le cas de la cavité cylindrique, la ligne d'excitation peut être recourbée pour exciter au mieux le mode TE_{111} . La Figure 65 présente la comparaison entre la simulation et la mesure pour une cavité cylindrique excitée sur ce mode. Il apparaît une meilleure maîtrise du report et de la simulation, avec la prise en compte de diverses améliorations et la caractérisation des matériaux.

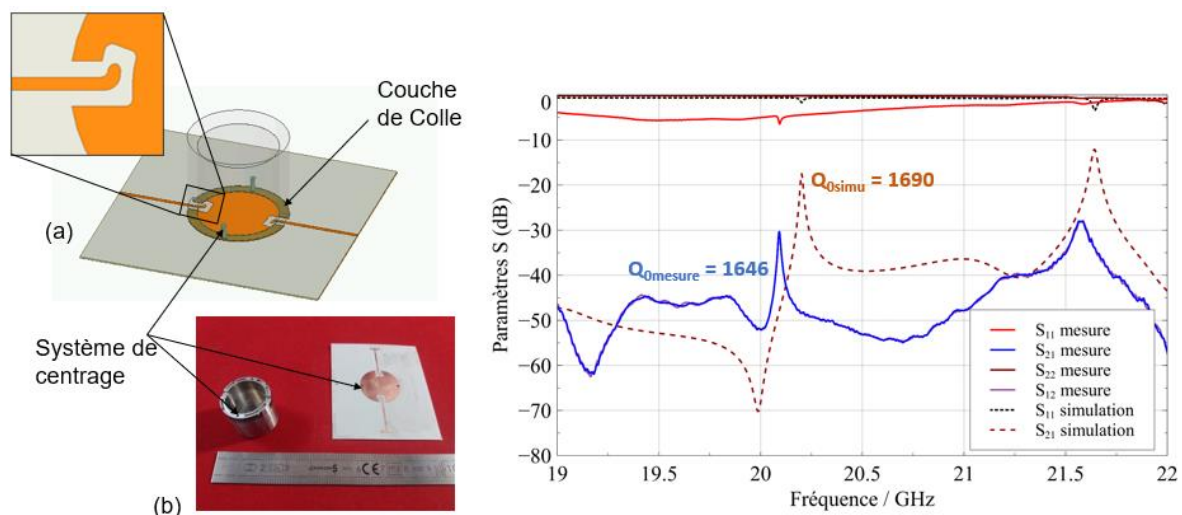


Figure 65 : cavité cylindrique excitée par fente, reportée avec de la colle époxy métallique. A gauche : modélisation et photos du dispositif. A droite : résultats de simulations et de mesures

De nombreux prototypes ont ensuite été fabriqués pour déterminer la meilleure méthode de report d'une cavité volumique sur un substrat avec cette colle époxy métallique. Les Tableau 15 et Tableau 16 regroupent les différents tests d'alignement et de motif d'accueil d'une cavité volumique, rectangulaire ou cylindrique. La comparaison des dispositifs se fait principalement grâce à la mesure du facteur de qualité à vide. Celui-ci nous indique les performances du dispositif, qui comprend la cavité reportée avec la colle sur le substrat.

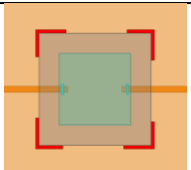
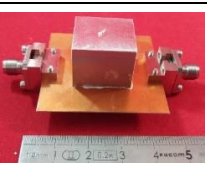
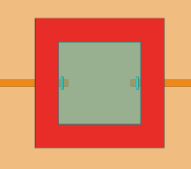
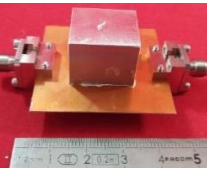
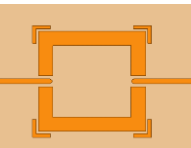
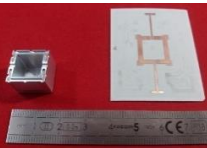
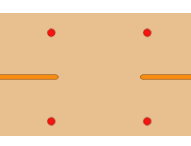
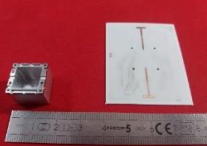
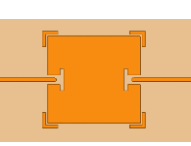
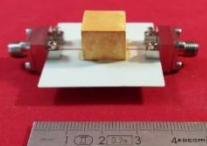
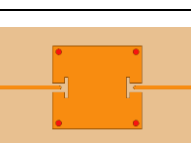
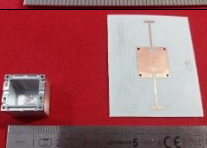
Couplage et centrage	Visualisation du substrat d'accueil	Modes et Mesures Q_0	Commentaire	Visualisation prototype
1-Fente Motif		TM_{110} / TE_{101} 1680 / 2500	Encoches gravées dans le plan de masse pour aligner les angles de la cavité.	
2-Fente Motif		N.A. / N.A.	Empreinte de la cavité gravée dans le plan de masse ; difficulté pour aligner la cavité. Dispositif non fonctionnel : de la colle a recouvert les fentes.	
3-Ligne Motif		TM_{110} / TE_{101} 190 / 210	Motif de l'empreinte et marqueurs d'angles pour l'alignement. Possibilité de glissement de la cavité, qui rend la méthode sensible.	
4-Ligne Pige		TM_{110} / TE_{101} 80 / 170	Piges de centrage, et perçage de la cavité et du substrat pour l'alignement	
5-Ligne Motif		TM_{110} / TE_{101} N.A. / 1470	Idem ligne 3 pour l'alignement. Fond de cavité réalisé par un motif en cuivre sur le substrat.	
6-Ligne Pige		TM_{110} / TE_{101} N.A. / 610	Idem ligne 4 pour l'alignement. Fond de cavité réalisé par un motif en cuivre sur le substrat.	

Tableau 15 : synthèse de résultats des différents prototypes à cavité carrée pour le report avec la colle époxy, l'alignement et la technique d'assemblage

Les tableaux de synthèse, Tableau 15 et Tableau 16, montrent qu'il est préférable d'avoir la cavité fermée par un plan en cuivre au niveau de la ligne d'excitation. De même, la présence de ce plan métallique le plus grand possible autour de la cavité permet une meilleure évacuation de la colle et de meilleures performances pour fermer la cavité. Il est en effet préférable que la colle ne soit pas en contact avec le substrat, poreux, et dans lequel les solvants peuvent se répandre. D'un point de vue thermomécanique, le fait de symétriser le substrat, avec du cuivre sur chaque face, donne aussi l'avantage d'éviter des effets bilames lors de changements de température. A l'aide des tableaux de synthèse, il apparaît aussi que la technique d'alignement utilisant des pignes de centrage est à préférer. La cavité est maintenue à sa position durant tout l'assemblage et la cuisson du dispositif, ce qui permet un meilleur maintien mécanique. L'utilisation d'un motif de centrage dépend fortement de l'habileté du manipulateur dans le cadre d'un prototypage rapide. Il est à noter cependant qu'un procédé industriel utilisant, par exemple, une machine dite « pick-and-place³¹ » permettrait un alignement reproductible de manière efficace avec des motifs.

³¹ Machine automatique de positionnement et report de composants

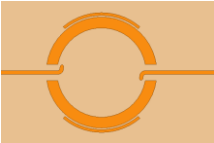
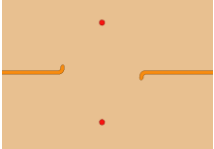
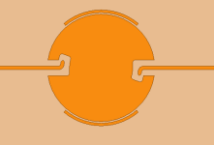
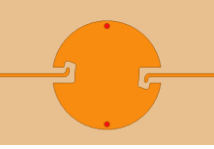
Couplage et centrage	Visualisation du substrat d'accueil	Modes et Mesures facteur de qualité	Commentaire	Visualisation prototype
1-Ligne Motif		TE ₂₁₁ 690	Idem ligne 3 du tableau précédent pour l'alignement. Fond de cavité réalisé par le plan de masse du substrat.	
2-Ligne Pige		TE ₂₁₁ 710	Idem ligne 4 du tableau précédent pour l'alignement. Le fond de la cavité est réalisé par le plan de masse du substrat d'accueil.	
3-Ligne Motif		TE ₂₁₁ 1690	Idem ligne 3 du tableau précédent pour l'alignement. Fond de cavité réalisé par un motif en cuivre sur le substrat.	
4-Ligne Pige		TE ₂₁₁ 1650	Idem ligne 4 du tableau précédent pour l'alignement. Fond de cavité réalisé par un motif en cuivre sur le substrat.	

Tableau 16 : synthèse de résultats des différents prototypes à cavité cylindrique pour le report avec la colle époxy, l'alignement et la technique d'assemblage

Les facteurs de qualité sont en deçà de ce qui est attendu pour des cavités métalliques résonantes fermées (facteur de qualité entre 3000 et 4000 pour une simulation idéale, sans problème de report, avec des conductivités caractérisées précédemment : $\sigma_{\text{aluminium}} = 17 \text{ S}/\mu\text{m}$ et $\sigma_{\text{colle}} = 0,5 \text{ S}/\mu\text{m}$), cependant cet aspect dépend grandement du report. La Figure 66 met évidence ce problème potentiellement dû à des fuites de courant hyperfréquence. Nous avons effectué une mesure en l'absence de colle : la cavité est alors pressée sur le motif d'accueil. Les réponses obtenues avec la cavité collée et la cavité pressée sont très similaires. On remarque également que selon l'orientation des champs électromagnétique des modes, leur facteur de qualité est plus ou moins impacté par cette configuration d'assemblage. Le mode TM₁₁₀ présente ainsi un très faible facteur de qualité : cela est lié au plan de coupe de la cavité, orienté dans le même sens que les champs magnétiques et les courants de surface. A l'inverse, le mode TE₁₀₁ subit moins de perturbations, le plan de coupe de la cavité étant perpendiculaire aux champs magnétiques de ce mode. L'obtention de résonances non perturbées, quel que soient la configuration nécessite donc absolument un report maîtrisé.

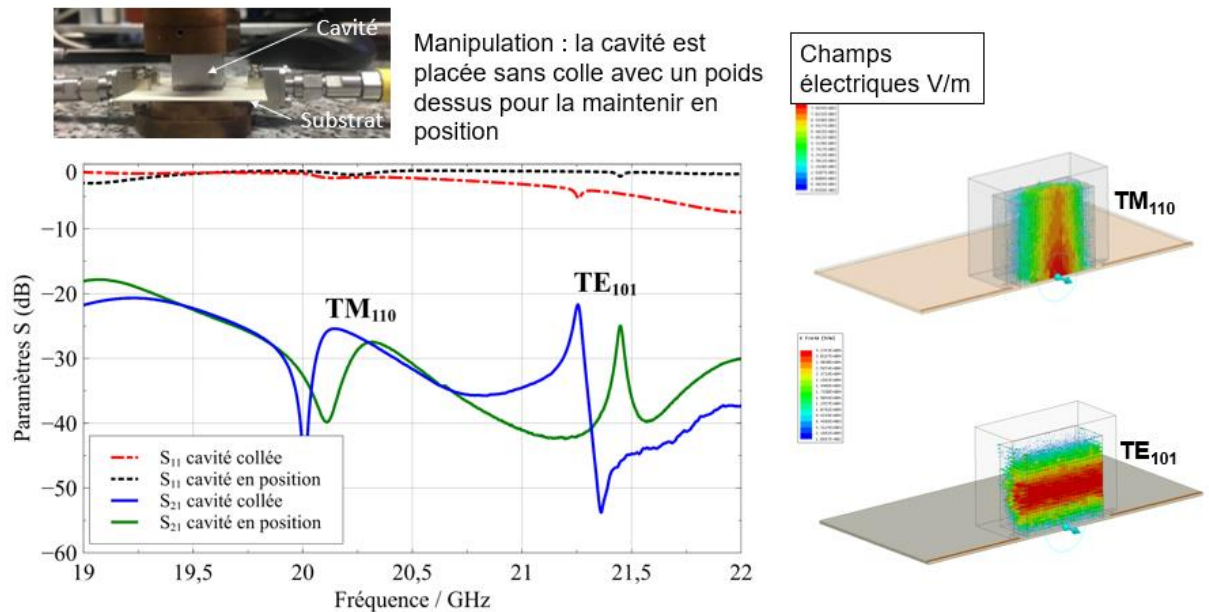


Figure 66 : problématique du report, comparaison des cavités carrées reportées, avec et sans colle, visualisation des champs des modes excités

Les technologies flip-chip [94] sont actuellement bien maîtrisées et permettent le report de puces ou de transistors sur des cartes-mères. Ces techniques permettent une gestion efficace des liaisons électriques et la gestion des effets thermiques [101], mais elles sont cependant rarement adaptées à des composants volumineux telles que les cavités présentées ici. A nos fréquences de travail, les composants passifs microondes sont encore trop volumineux par rapport aux dimensions des cartes d'accueil. Cependant, des études sont à mener pour optimiser cet aspect du report. On peut citer par exemple comme piste, les travaux [78], où une transition entre un motif planaire et un guide d'onde volumique est réalisée grâce à une bille d'alumine.

Nous avons ainsi exposé le travail de développement d'un report de cavité sur substrat, nous avons déterminé des règles de conception sur la cavité et sur le substrat pour une utilisation de la colle époxy dans le cadre d'un prototypage rapide en laboratoire. De nombreuses études nécessitant des moyens industriels conséquents seraient à mener pour maîtriser cet aspect de nos travaux. Les performances atteintes avec les meilleurs prototypes sont en accord avec le cahier des charges, et permettent donc de valider ces études sur l'aspect report et de continuer le travail sur l'aspect compensation en température.

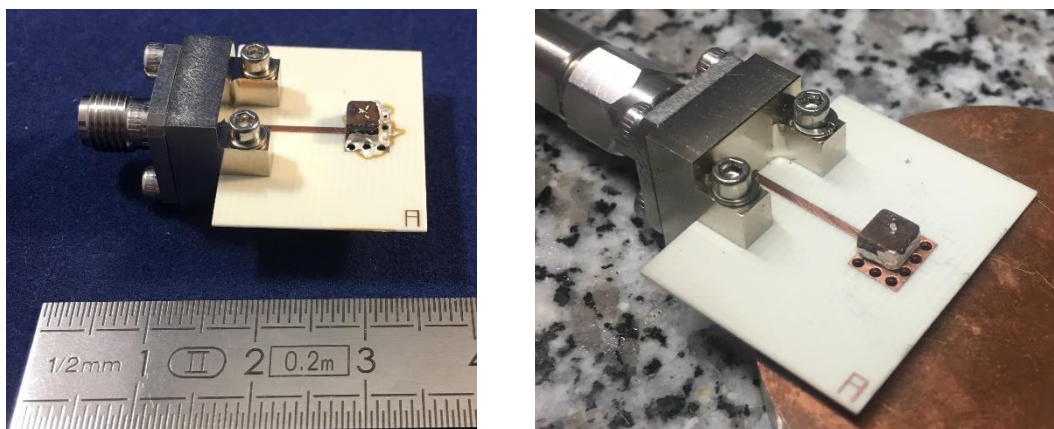
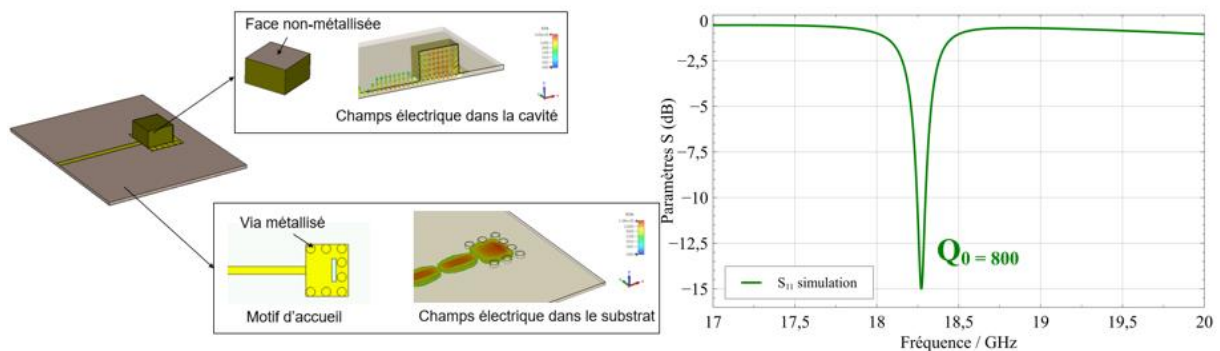
III.1.3. Report de cavité pleine

Nous avons envisagé une autre solution pour le report de composants microondes : utiliser des structures pleines, où la résonance s'établit dans la matière. Le principal avantage est la réduction proportionnelle de la taille finale du dispositif avec une permittivité de milieu de résonance élevée. Cependant le principal inconvénient est que les performances du dispositif seront limitées par les pertes diélectriques du matériau. C'est la disponibilité nouvelle de matériaux faibles pertes, de type alumine développé conjointement entre les laboratoires Xlim et Ircer qui offre cette solution.

Les travaux publiés dans les publications [66], [102] montrent l'intérêt de cette famille de structures, la taille du dispositif est réduite et peut facilement être reportée sur un substrat

d'accueil. La transition entre la ligne de transmission et le résonateur doit être étudiée, car elle constitue le point critique [103]. Celle-ci demande aussi une excellente maîtrise des outils technologiques pour assurer des connexions mécaniques et électriques permettant un bon fonctionnement. La résonance s'établissant dans la matière, il faut aussi pouvoir réaliser une métallisation externe, et souvent graver un motif sur cette métallisation pour l'excitation du résonateur [104].

Lors de ces travaux, nous avons réfléchi à une solution de ce type car cela répond bien au cahier des charges en termes de compacité et de capacité de report sur substrat. L'objectif est alors de simplifier la méthode de report et de couplage pour un prototypage rapide, qui peut aussi contribuer à une montée en fréquence [105]. Le concept de cette dernière référence a été adapté à notre projet (Figure 67). Le résonateur de notre étude est de forme cubique et son excitation se fait par la face inférieure, non-métallisée. Le motif d'excitation se trouve sur le substrat, la métallisation supérieure autour du résonateur est conservée et connecté directement à la ligne de transmission. La métallisation supérieure du substrat sert de capot inférieur pour la cavité. Une fente est alors réalisée dans cette partie métallique pour coupler le résonateur. L'excitation du mode du résonateur se fait alors grâce à un mode planaire couplé au mode volumique par la fente. La simulation effectuée présente un facteur de qualité de 800, avec une alumine standard ($\tan\delta = 2.10^{-3}$). Cependant avec une technologie de report maîtrisée et l'utilisation d'une alumine faible pertes ($\tan\delta = 5.10^{-5}$), nous pouvons atteindre des facteurs de qualité largement supérieurs à 1000.



Un prototype avec un cube en alumine a été réalisé (Figure 68). La colle époxy utilisée dans la partie précédente a été placée sur les côtés du cube pour garantir une fixation sans perturber le couplage. La mesure n'a montré aucune résonance visible, au contraire de ce qui était attendu avec la simulation. Une seconde manipulation a consisté à placer le résonateur sur le motif et à le positionner en appliquant une pression verticale. La réponse en réflexion est visualisée en temps réel pour rechercher la configuration optimale. La Figure 70 apporte une preuve de principe, mais la technique mise en œuvre n'est pas maîtrisée. Une rétro-simulation sans colle et avec une lame d'air entre les dispositifs traduit bien l'origine des pertes importantes à la résonance. En visualisant les courants de surface, on aperçoit effectivement les fuites hyperfréquences à l'origine des mauvaises performances (Figure 69). Le placement manuel avec la colle du premier dispositif est aussi sujet à beaucoup de phénomènes perturbateurs (débordement de colle, mauvais placement, etc). Il est également apparu que la surface non-métallisée n'était pas assez plane et que le processus de métallisation n'a pas été optimal.

Une première preuve de principe a été apportée, mais n'a pas pu être consolidée par manque de temps et de moyens. En effet, une fois encore, on remarque que la technique de report doit être parfaitement maîtrisée et qu'elle demande des moyens conséquents pour obtenir des performances acceptables.

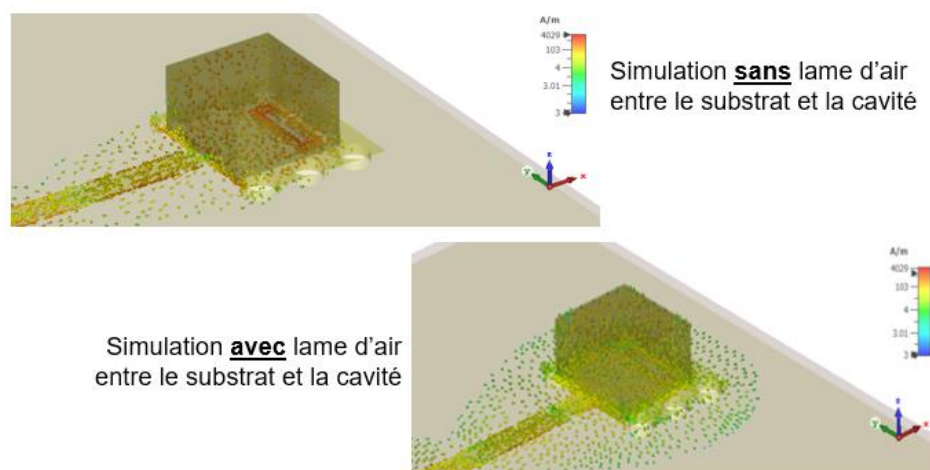


Figure 69 : simulation des courants de surface sans (haut) et avec gap d'air (bas) (0.02 mm)

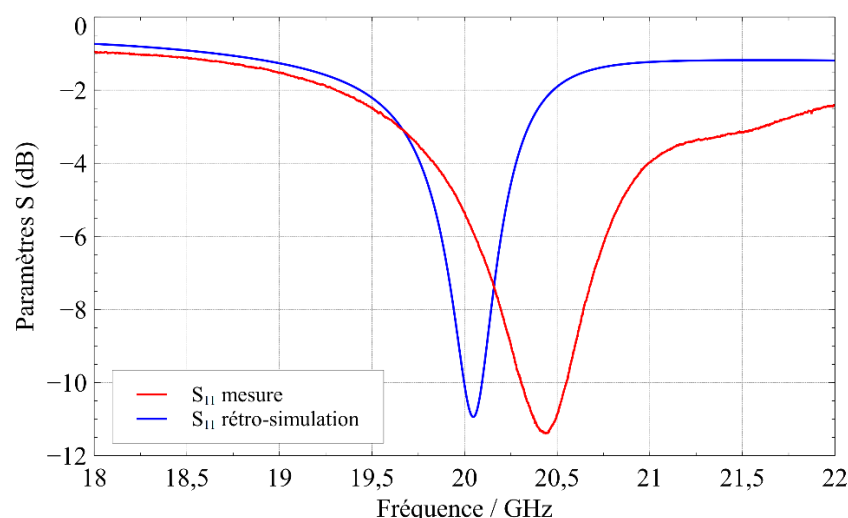


Figure 70 : mesure de la cavité posée sans colle ($QI=50$) et retro-simu avec gap d'air et mauvaise métallisation ($QI = 95$)

III.1.4. Conclusion sur le report de résonateurs

Nous avons étudié dans cette partie le report de résonateurs sur un substrat d'accueil, excité par une ligne de transmission. Il apparaît qu'une maîtrise du contact métallique lors du report est extrêmement importante pour garantir une fonctionnalité et des performances élevées pour les composants. Cependant, elle demande des ressources technologiques dont nous n'avons pas disposé. Nous avons donc, dans notre cas, développé un moyen de prototypage rapide s'appuyant sur les équipements du laboratoire, dans le but de réaliser des résonateurs reportés, que nous chercherons à compenser en température, ce qui fait l'objet de la suite de ce chapitre.

III.2. Résonateurs stabilisés en température

Cette partie présente l'étude en température des résonateurs précédents (cavité reportée sur un substrat). La solution de stabilisation que nous utilisons repose sur les propriétés intrinsèques des matériaux, peu sensibles aux effets thermiques. Le résonateur est conçu de manière monobloc, sans assemblage puis reporté sur la carte PCB. Il est alors plus exact de parler de résonateur stabilisé en température plutôt que compensé. Les effets thermiques sont minimisés par le choix d'un matériau présentant des propriétés mécaniques stables en température.

III.2.1. Exosquelette de résonateur

La première catégorie de solutions reprend une partie des travaux de la partie précédente. Le concept de cavité carrée vide, qui a servi de module de test pour l'évaluation du report, est maintenant étudié par rapport aux matériaux de construction de la cavité en elle-même. Ce matériau est choisi pour ses propriétés thermomécaniques, il doit présenter un faible coefficient d'expansion thermique pour contrer la dilatation thermique qui apparaît.

Un premier prototype en aluminium a d'abord été réalisé et mesuré (Figure 71). La cavité carrée est vide pour une résonance dans l'air et ainsi maximiser les performances en limitant les pertes. Le report s'effectue ensuite à l'aide de la colle époxy sur le motif adéquat (choisi à partir de l'étude précédente III.1.2.3). Le décalage en fréquence provient des tolérances de fabrication et d'alignement.

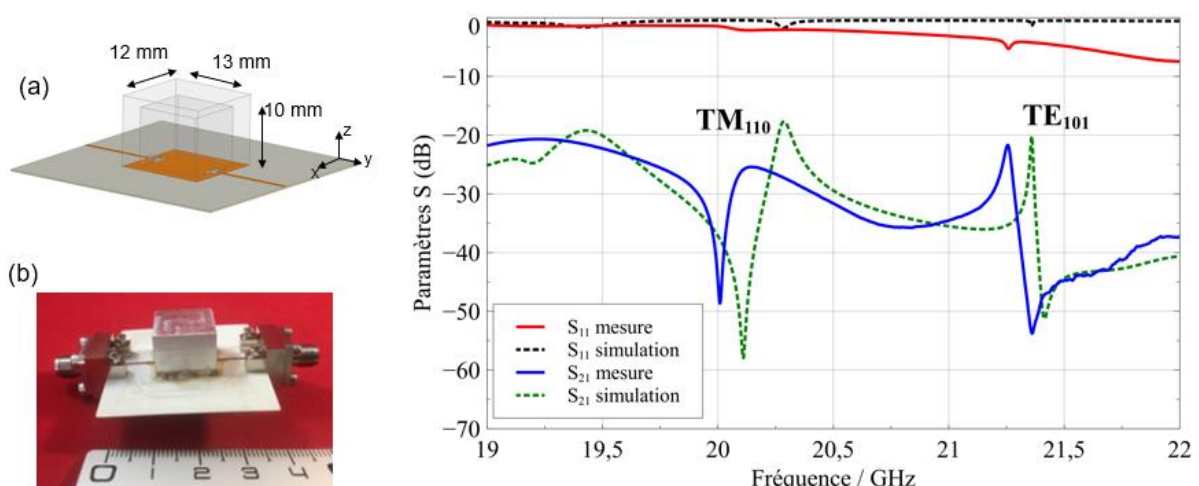


Figure 71 : vue CAO (a), prototype en aluminium (b), et comparaison de la simulation avec la mesure de la réponse en fréquence, mode TE₁₀₁ suivi en température

Le mode TE_{101} est suivi en température car il est mieux défini (meilleur facteur de qualité). En effet, il est moins sensible au plan de coupe de la cavité et aux pertes amenées par la colle. Il permet alors un relevé automatique de fréquence et de facteur de qualité. L'assemblage et la forme sont simples pour concentrer l'étude sur les performances des matériaux. La métallisation n'apporte pas non plus de difficultés particulières.

Le prototype usiné de manière traditionnelle en aluminium est tout d'abord mesuré en température. Le cycle de température a été déterminé dans le chapitre 2 (paliers de 80 °C, 60 °C, 40 °C et 20 °C). La Figure 72 présente l'évolution de la dérive fréquentielle en fonction de la température du dispositif. Il apparaît que la fréquence de résonance diminue, en accord avec les propriétés de l'aluminium présentées dans le Tableau 17. Le tableau présente aussi l'extraction du τ_f en utilisant les techniques du chapitre 2.

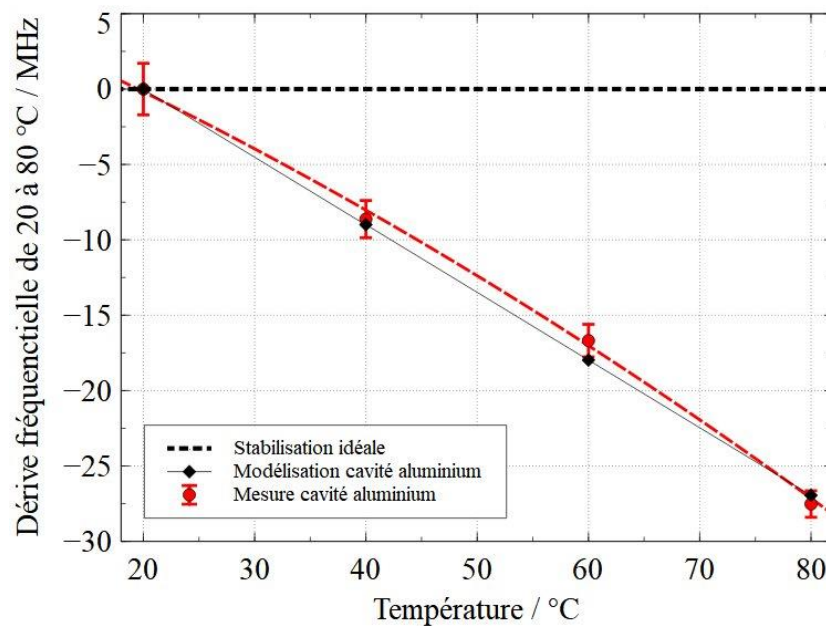


Figure 72 : dérive fréquentielle de la cavité en aluminium reportée, mesure et modélisation

Matériau	CTE* ppm/°C	τ_f^a /ppm/°C (linéaire)	τ_f^b /ppm/°C (non-linéaire)		
			a /ppm/°C ²	b /ppm/°C	c
Aluminium ³²	21-24	-21,4	-0,07	-17,12	-7,86.10 ⁻⁶

*valeurs issues de bases de données matériaux [106]

Tableau 17 : extraction du τ_f par deux méthodes de 20 à 80 °C

L'évolution de la fréquence de résonance est linéaire au vu des coefficients du τ_f . La valeur du coefficient linéaire est de plus très proche de celle du CET du matériau de la cavité, l'aluminium. Le report de la cavité avec la colle époxy influence donc peu le mode de résonance dans ce cas, bien que la dilatation différente de ces matériaux pourrait être à l'origine d'une non-linéarité dans l'évolution de la dérive fréquentielle.

³² https://www.engineeringtoolbox.com/linear-expansion-coefficients-d_95.html

La modélisation du comportement de la cavité en température s'effectue à l'aide d'une simulation multiphysique, programmée sur le logiciel CST, comme expliqué dans le chapitre 2. Une couche de colle époxy avec un CTE différent³³ est insérée dans la modélisation, avec les expansions thermiques dues à la dilatation des matériaux en jeu (Figure 73). La Figure 72 montre la concordance entre la simulation et la mesure.

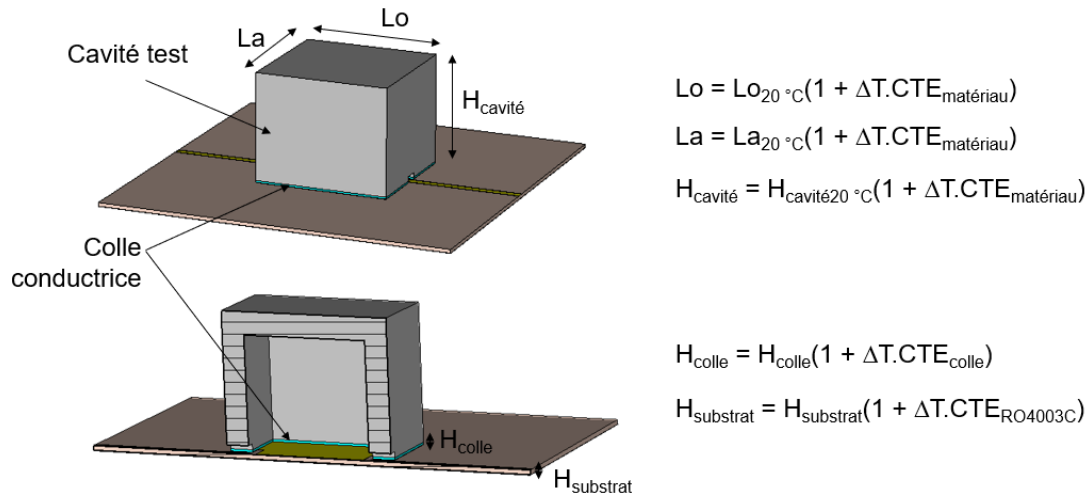


Figure 73 : modélisation de la cavité en température, paramétrage des différentes dilatations thermiques

Ce module de test présente des résultats pouvant être reproduits et facilement analysables. Dans le but de stabiliser en température le dispositif, nous avons réalisé l'exosquelette de la cavité avec différents matériaux, Tableau 18.

Matériau	CTE* ppm/°C	Masse volumique g/cm ³	Masse cavité Cubique /g	Δf / MHz
Aluminium	21-24	2,7	3,8	27
Alumine	8.3	3,9	5,5	9
Cordierite	2-3	2,3	3,2	6
Invar	1.5	7,8	11,2	3 (modélisation)

*valeurs issues de bases de données matériaux et fiche constructeur [106], [107]

Tableau 18 : comparatif des propriétés des matériaux utilisés pour construire la cavité cubique

L'aluminium sert de référence car il est régulièrement utilisé dans l'industrie spatiale pour sa faible densité. L'Invar est un matériau utilisé pour son CET très faible, également apprécié dans l'industrie spatiale pour cette qualité, mais il a l'inconvénient de présenter une densité très élevée. Il est de plus compliqué à usiner de manière classique. L'alumine présente un CET deux fois moins grand que l'aluminium pour une masse similaire. Enfin, la cordierite est un alliage récent ayant un très faible CET et une densité faible, ce qui en fait un matériau de grand intérêt dans cette étude. Ces deux derniers matériaux présentent de plus en plus

³³ CTE_{colle epoxy} = 31 ppm/°C [100]

d'intérêt, car des réalisations par impression 3D sont possibles et donnent accès à des formes plus complexes que celles obtenues par usinage traditionnel.

La Figure 74 présente la dérive fréquentielle en fonction de la température pour chaque matériau. Le Tableau 19 qui l'accompagne présente les extractions des τ_f correspondant. Le coefficient de non-linéarité « a » étant faible, cela confirme l'utilisation d'une modélisation simple avec seulement des dilatations thermiques pour les dispositifs quels que soient les matériaux utilisés. La modélisation dans le cas de la cordiérite devient moins stable. Les tolérances de montage et de fabrication (couche de colle, polymérisation de la colle) deviennent plus impactantes, et les incertitudes de mesure et de simulation grandissent du fait des faibles valeurs mises en jeu. La modélisation de l'invar, sans mesure de référence pour cause budgétaire, est donc à interpréter avec un degré moindre de confiance.

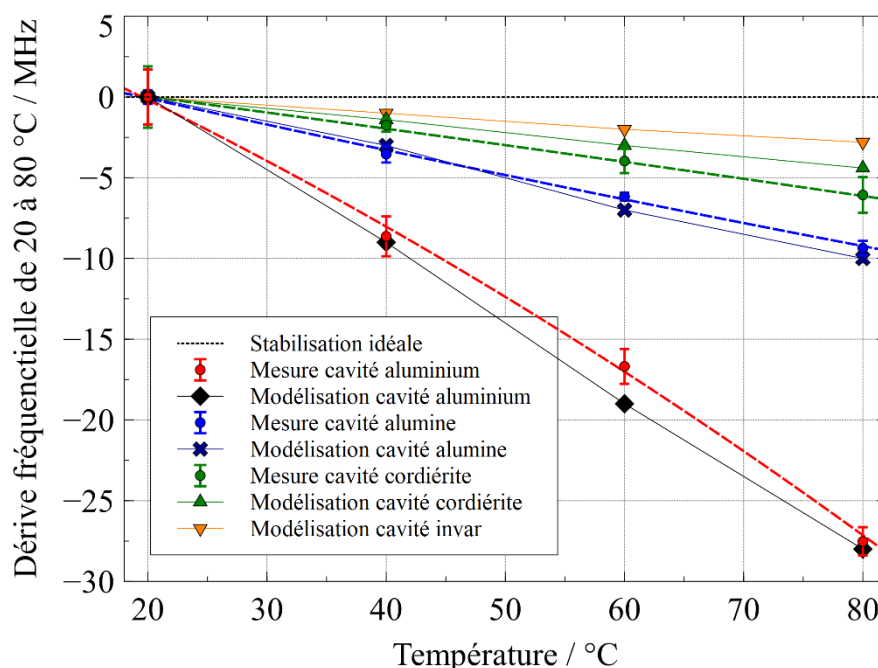


Figure 74 : évolution de la fréquence de résonance des dispositifs en fonction de la température

Matériau	CTE* ppm/°C	τ_f^a /ppm/°C (linéaire)	τ_f^b /ppm/°C (non-linéaire)		
			a /ppm/°C ²	b /ppm/°C	c
Aluminium	21-24	-21,4	-0,07	-17,12	-7,86.10 ⁻⁶
Alumine	8-9	-7,3	-0,01	-7,78	-3,44.10 ⁻⁶
Cordierite	2-3	-4,7	-0,01	-4,10	1,34.10 ⁻⁶
Invar	1-2	-2,3 (simulation)	0,01 (simulation)	-2,62 (simulation)	0,48.10 ⁻⁶ (simulation)

*valeurs issues de bases de données matériaux et fiche constructeur [106], [107]

Tableau 19 : extraction des τ_f sur une plage de 20 à 80 °C, à partir des mesures

La stabilisation en température d'un dispositif reporté est effectuée en utilisant dans un premier temps un matériau aux propriétés stables. Entre l'aluminium et l'invar, un choix sur les objectifs est à faire : soit le dispositif est léger en utilisant de l'aluminium, soit il est stabilisé en température avec l'utilisation de l'Invar. L'alumine est un compromis intéressant car il présente

une densité moyenne et permet de réduire de moitié la dérive fréquentielle par rapport à l'aluminium. De plus, sa fabrication par SLA³⁴ et son coût sont bien maîtrisés. La cordiérite est le matériau le plus intéressant en raison de sa faible densité pour une dilatation très faible. Cependant la technologie permettant de réaliser des dispositifs est encore en développement, ce qui augmente actuellement le coût des dispositifs.

La Figure 75 présente les évolutions des facteurs qualité en fonction de la température pour les différentes métallisations. Pour la comparaison de ce paramètre, nous prenons l'hypothèse que le montage se fait de manière reproductible (l'assemblage s'est déroulé en suivant le même protocole et avec le même manipulateur). La métallisation par aluminium nu présente les performances les plus faibles. Les procédés de dépôts par electroless pour le cuivre ou par aérosol pour l'argent (grâce à la technologie jetmetal [108]) sont plus intéressants [109] et permettent d'avoir des facteurs de qualité supérieurs au millier. Pour la métallisation à l'argent, les moindres performances sont liées à l'épaisseur de dépôt de quelques μm , la structure et la propreté du dépôt. Cependant on doit subir les variations de conductivité des matériaux en fonction de la température, car aucune technique actuelle ne permet une compensation des pertes. Le choix de la métallisation est donc important pour conserver des performances élevées.

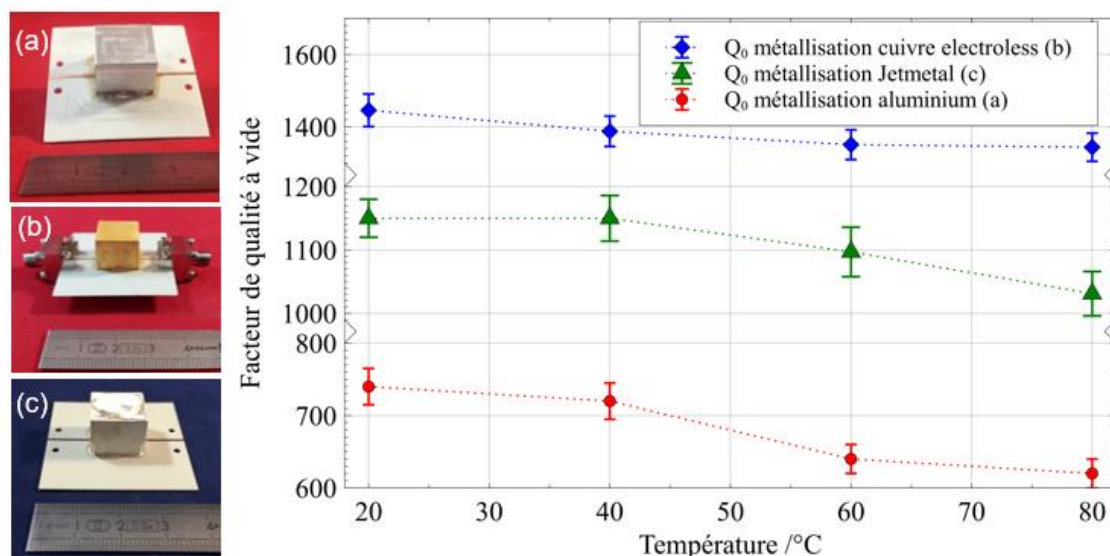


Figure 75 : présentation des dispositifs tests, en aluminium (a), en alumine métallisée cuivre (b), et en cordierite métallisée argent jetmetal (c). A droite, comparaison des facteurs de qualité à vide des prototypes

III.2.2. Cavité pleine

Nous avons également examiné la stabilisation en température d'un résonateur formé d'une cavité faite à partir d'un matériau diélectrique, dans lequel s'établit la résonance. Bien que, dans la partie précédente le report de tels dispositifs n'ait pas été validé expérimentalement, ce paragraphe présente des pistes de réflexion avec des simulations multiphysiques à l'appui.

³⁴ StereoLithography Appartus, impression 3D d'une pièce à partir d'un design CAO par superposition de couches fines.

De manière analogue à la stabilisation des cavités creuses présentées précédemment, une stabilisation fréquentielle en température se fait grâce aux propriétés des matériaux choisis. Le matériau le plus intéressant pour sa faible densité et son faible CTE est la cordiérite. Cependant sa permittivité est de 4.88 et sa tangente de pertes de 1.10^{-3} à 6 GHz : sa faible permittivité et ses pertes importantes ne le rendent pas compétitif pour ce genre de conception. Il serait trop volumineux et subirait des pertes trop élevées par rapport à des alumines aux propriétés thermiques intéressantes.

Une méthode préférable est alors de compenser les dérives en température grâce au changement de permittivité du matériau. Le développement d'alumine spécifique en lien avec le laboratoire Ircer nous permet d'obtenir des matériaux dotés de coefficients thermiques de permittivité (CTP) contrôlés. Il faut alors que ce coefficient soit négatif pour que la permittivité augmente de manière à compenser la dilatation thermique des matériaux. Pour trouver la valeur du coefficient, il est possible de réaliser un calcul analytique comme dans [63], si l'on utilise un mode similaire.

Une autre approche, utilisant les outils de simulations multiphysiques, consiste à réaliser la structure en intégrant les différentes dilatations, puis à optimiser la valeur du TCP pour obtenir une compensation. Ce travail a été effectué avec la cavité pleine présentée dans la partie III.1.3 pour illustrer le principe, Figure 76. Les caractéristiques du matériau sont mesurées à l'aide des techniques de caractérisation présentées dans le chapitre 2, appliquées à ce nouveau matériau.

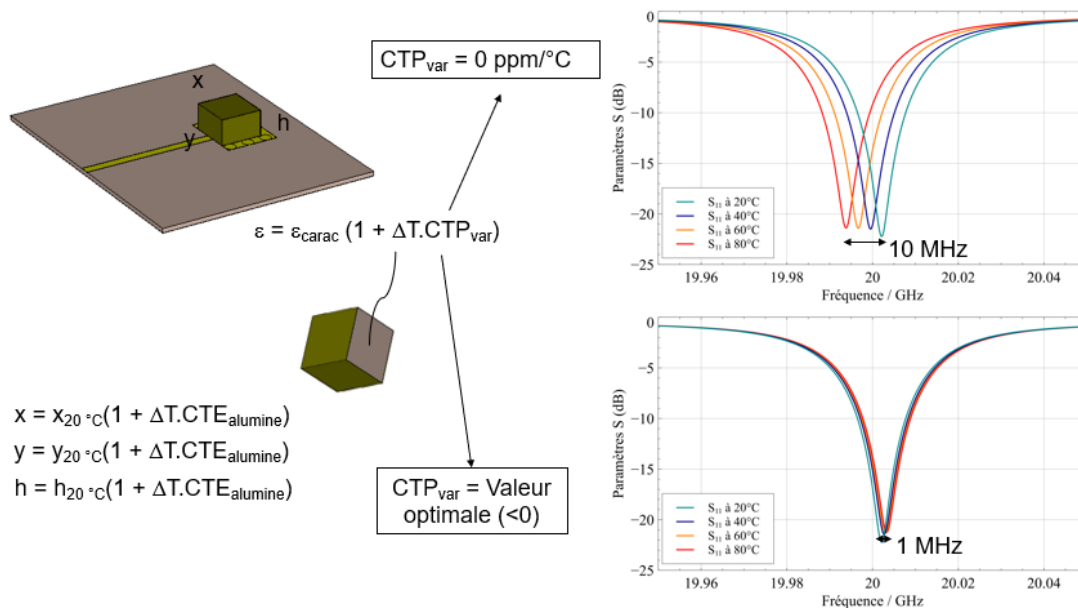


Figure 76 : recherche de la variation optimale de permittivité pour compenser la dilatation thermique sur un résonateur cubique en alumine diélectrique par simulation multiphysique

Il est donc ainsi possible de réduire la dérive en fréquence d'un matériau classique (avec un CTP positif), de plusieurs dizaines de MHz à quelques MHz. Les performances en termes de facteur de qualité sont alors directement liées aux pertes du matériau diélectrique et à la qualité de la métallisation.

III.2.3. Conclusion

Nous avons étudié dans cette partie une technique de stabilisation fréquentielle en température visant principalement à contrecarrer les effets de la dilatation thermique. Ceci passe par l'utilisation de matériaux avec des propriétés spécifiques pour nos applications. Parmi les nouveaux matériaux testés, on peut citer la cordiérite qui offre une réponse très intéressante à notre problématique car elle est peu dense et avec un faible coefficient d'expansion thermique. Une métallisation par aérosol d'argent permet de fonctionnaliser le matériau pour des applications en électromagnétisme.

III.3. Résonateurs compensés en température

Une autre approche permettant la conception de résonateur avec un facteur de qualité proche du millier, pouvant être reporté sur une carte PCB, est présentée dans cette partie. Le report, ou la connexion avec le substrat d'accueil, s'effectuent toujours grâce aux travaux décrits en début de ce chapitre.

La solution choisie dans cette partie pour répondre à la problématique de compensation en température est de combiner des matériaux. Le résonateur sera conçu par assemblage de plusieurs parties, chacune ayant un comportement thermique spécifique permettant une auto-compensation en température du dispositif. Le phénomène de dilatation thermique est alors compensé par une variation de permittivité, pour obtenir une fréquence de résonance stable quels que soient les changements de température.

III.3.1. Résonateur en anneaux empilés type AFSIW

III.3.1.1. Concept

L'utilisation de vias métallisés n'a pas permis de réaliser des prototypes répondant au cahier des charges, comme on l'a vu au début de ce chapitre. Le concept de cavité multicouches est cependant pertinent et une autre solution a été étudiée. Le principe initial est alors de travailler avec un mode peu sensible au défaut de contact et ne nécessitant pas de via. Un concept d'anneaux empilés sur plusieurs couches ayant déjà été réalisé à plus haute fréquence [110], celui-ci a été adapté et optimisé pour concevoir un résonateur à 20 GHz, utilisant le substrat RO4003C. Ces travaux, expliqués ici, ont fait l'objet d'une publication [111].

La Figure 77 présente la conception de la cavité résonante et son mode de travail. Celle-ci est optimisée pour le mode cylindrique TE_{011} . Elle est formée par un empilement d'anneaux métalliques gravés sur chaque couche du substrat. Les anneaux supérieurs et inférieurs sont pleins, pour fermer la cavité. Les champs électromagnétiques sont concentrés dans le milieu de la cavité, ce qui limite les pertes métalliques, et présentent aussi une symétrie azimutale. Les anneaux métalliques, bien que de faible épaisseur sont suffisants pour imposer une condition limite aux champs tangentiels et confiner ces derniers dans la cavité.

Ce principe permet également de s'affranchir de vias et de réaliser de surcroît un filtrage de modes : ceux qui ne possèdent pas des composantes de champ électrique normales aux anneaux planaires ne peuvent être résonants, car aucun mur métallique équivalent ne ferme la cavité. Un autre intérêt est de n'avoir qu'un nombre limité de matériaux de

construction, ce qui minimise les problèmes d'interface entre matériaux pour un comportement thermomécanique fiable. Enfin, le mode TE_{011} , en plus d'être moins sensible au gap d'air et aux défauts de fabrication latéral, présente généralement des facteurs de qualités plus élevés par rapport à d'autres modes. En effet, comme le présente le Tableau 20, la structure et le mode utilisés dans ce paragraphe ont des performances bien plus élevées que la technologie AFSIW par exemple. Le Q_0 théorique est calculé pour une cavité métallique (en argent) optimale en oscillation libre. Le Q_0 issu de la simulation HFSS est plus réaliste : la simulation est réalisée en oscillations forcées et le corps de la cavité est formé de couches du substrat RO4003C, présentant des pertes diélectriques et métalliques.

	Résonateur en anneaux empilés : mode TE_{011}	AFSIW rectangulaire : mode TM_{110}
Q_0 théorique	16 930	7 760
Q_0 simulation HFSS	4 490	3 750

Tableau 20 : comparaisons des performances du design et du mode avec le AFSIW

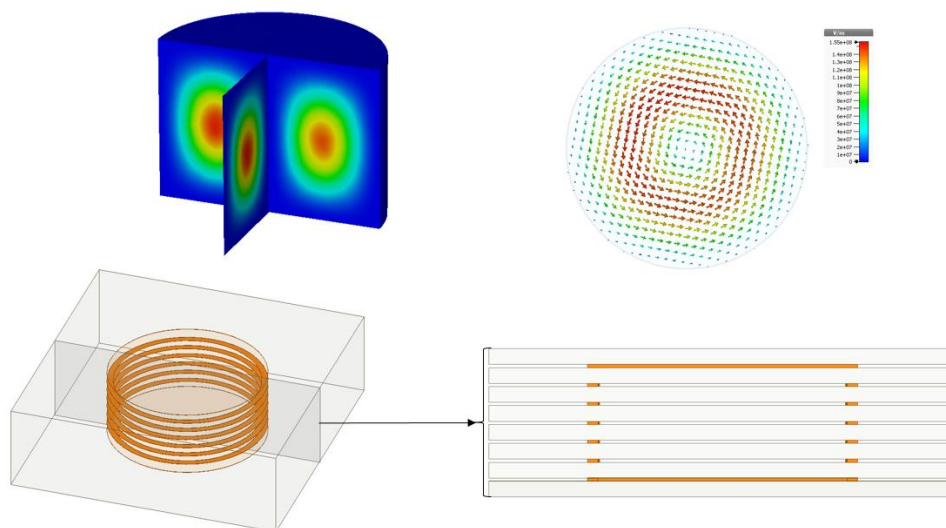


Figure 77 : mode TE_{011} (en haut) et principe de la cavité en anneaux empilés multicouches (en bas)

Un prototype en RO4003C a été réalisé. La cavité a été évidée pour s'affranchir des pertes diélectriques du matériau et obtenir ainsi de meilleures performances. La Figure 78 et le Tableau 21 présentent la conception et les dimensions du prototype. L'excitation de la cavité se fait par une fente placée en dessous de la ligne micro-ruban [73], le plan de masse de la ligne servant alors de capot supérieur pour la cavité. Cette méthode a déjà été évaluée avec succès dans la première partie de ce chapitre, et s'applique particulièrement bien à l'excitation de ce dispositif. L'intérêt de cette méthode d'excitation est l'absence de résonances parasites (principalement planaires) entre les anneaux. Il est aussi préférable que ces anneaux soient les plus minces possibles pour éviter ces modes parasites. D'autres méthodes d'excitation ont été essayées pour renforcer le niveau de couplage, mais il apparaît que lorsque la symétrie de révolution des anneaux n'est pas respectée, des résonances parasites se forment et compliquent la réalisation d'un dispositif fonctionnel.

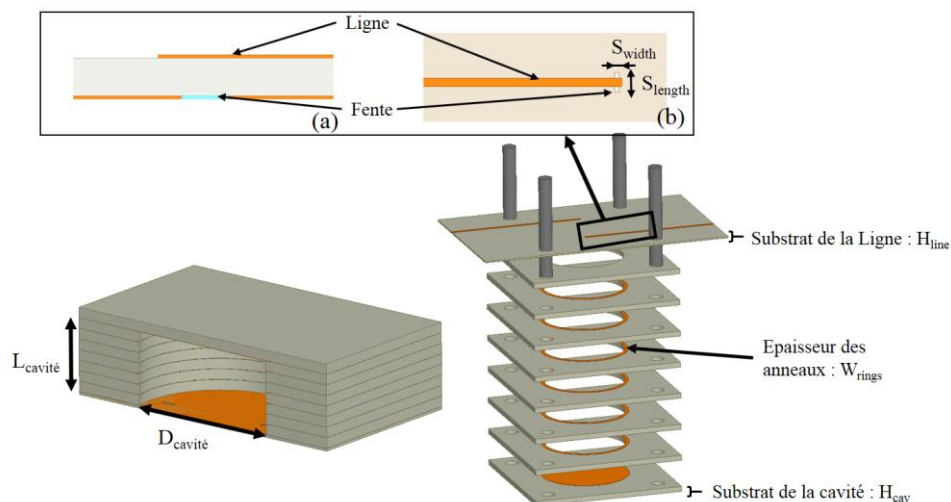


Figure 78 : Plans CAO de la cavité en anneaux empilés

Cavité			Excitation			Substrat	
$L_{cavité}/mm$	$D_{cavité}/mm$	W_{rings}/mm	L_{width}/mm	S_{width}/mm	S_{length}/mm	H_{cav}/mm	H_{line}/mm
10,913	12	1	0,85	0,5	2	1,52	0,4

Tableau 21 : dimensions de la cavité en anneaux empilés réalisée

L'assemblage de la structure s'effectue avec des piges de centrage dans deux des perçages en coin de la carte, pour l'alignement des plaques entre elles, puis l'ensemble est serré avec des vis dans les deux autres perçages. Le maintien mécanique est ainsi assuré simplement par pression avec 4 vis en coins. Cette technique permet en outre un montage et un démontage de la cavité, ce qui peut être utile dans le cas de prototypes d'essai, comme nous le verrons par la suite. La Figure 79 présente donc la simulation et la mesure du prototype : elles sont concordantes et prouvent la validité du principe à ces fréquences. La différence de 160 MHz entre les fréquences de résonances provient des tolérances de fabrication et d'assemblage. Un facteur de qualité de 1820 est extrait à partir de la mesure, ce qui prouve la conformité à nos besoins de cette solution.

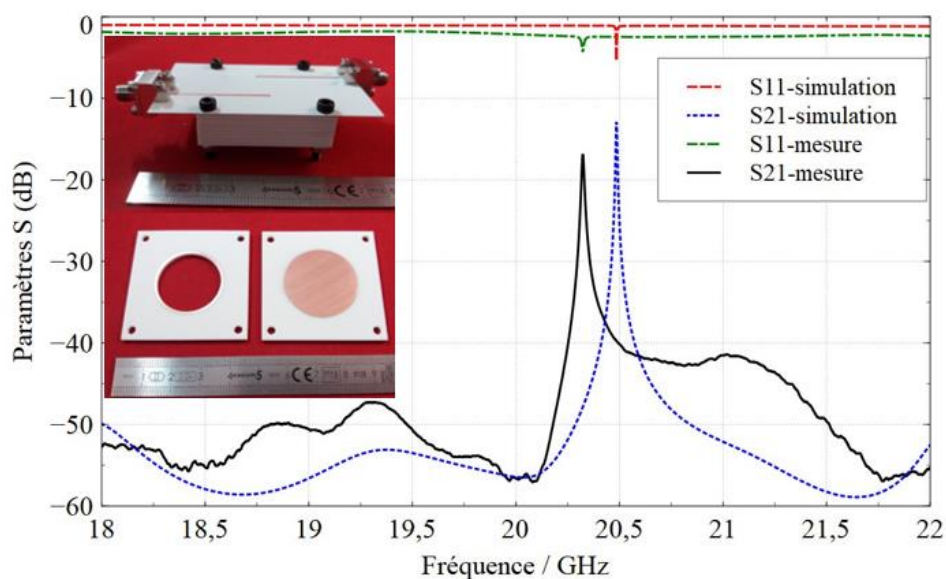


Figure 79 : Simulation et mesure de la cavité, photo du prototype assemblé

Ce composant reporté ayant démontré son intérêt, nous avons ensuite étudié son fonctionnement en température et sa compensation.

III.3.1.2. Compensation en température

L'objectif de cette partie est de répondre à l'effet du stress thermique qui rend la réponse fréquentielle du résonateur instable. Une technique de compensation a donc été mise en œuvre pour le résonateur en anneaux empilés. Celle-ci reprend la technique réalisée par [40] pour les structures AFSIW. Les propriétés intrinsèques du matériau du substrat sont mises à profit pour s'opposer aux effets de l'expansion thermique.

Sous l'effet d'une montée en température, le substrat va se dilater et provoquer une augmentation des dimensions de la cavité. Cela va diminuer la fréquence de résonance du prototype. Il est alors pertinent d'insérer dans la cavité un matériau dont la permittivité (partie réelle) diminue avec la température : la fréquence de résonance augmente alors et devient moins sensible aux changements de température. Pour stabiliser l'ensemble, il faut cependant déterminer le bon positionnement et la bonne quantité de matière à ajouter. Ce principe s'adapte facilement au concept du résonateur en anneaux empilés. Comme le montre la Figure 80, une couche du diélectrique central est découpée de façon à laisser un anneau de diélectrique dans la cavité. Celle-ci est placée à mi-hauteur de la cavité, toujours dans le but de conserver une structure la plus symétrique possible et de perturber à minima les lignes de champs du mode TE_{011} .

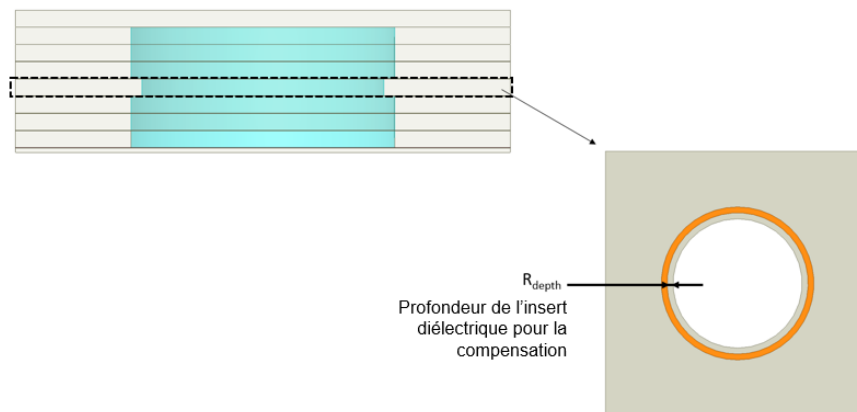


Figure 80 : vue de la couche avec un anneau diélectrique inséré dans la cavité pour réaliser la compensation en température

Pour que la compensation soit réalisable, il faut cependant que le matériau inséré ait un coefficient thermique négatif, pour contrebalancer les effets de la dilatation. Après l'étude des solutions commerciales et les caractérisations du chapitre 2, le RO4360G2 avec un CTP de $-131 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ paraît le mieux adapté. Plus la valeur du CTP est fortement négatif et plus son effet compensatoire sera important. Une moins grande quantité de matériau sera alors à insérer dans la cavité pour effectuer la compensation en température : c'est important car l'ajout de ce substrat et de ses pertes va dégrader le facteur de qualité du résonateur. De plus, ce substrat appartient à la famille des RO4000, avec des propriétés thermomécaniques proches, ce qui autorise avantageusement un report de composant de grande surface sur le substrat d'accueil.

Pour procéder à l'optimisation des dimensions de l'anneau central, plusieurs couches avec différents rayons d'anneaux diélectriques en RO4360G2 ont été réalisées : R-1 mm, R-1,5 mm et R-2 mm, avec R la différence des rayons des cercles constituant le diélectrique inséré dans la cavité. Le prototype ayant été construit et assemblé sans fixations définitives, il est facile de le démonter et de remplacer une couche par une autre. Les mesures en température des différentes configurations sont présentées Figure 81. Comme attendu, le facteur de qualité et la fréquence de résonance décroissent à mesure que l'anneau diélectrique s'enfonce dans la cavité. La dérive fréquentielle mesurée varie en fonction de la profondeur de l'insert pour différentes gammes de température. De plus, ces variations peuvent être négatives ou positives comme le montre la Figure 82, la dérive fréquentielle peut donc être minimisée, pour compenser en température le résonateur. La Figure 81 montre que cette compensation intervient pour un rayon égal à R-1,25 mm, pour les 3 gammes de température testées. Le facteur de qualité sera alors de 700. Le Tableau 22 présente les résultats de mesure de toutes les configurations testées.

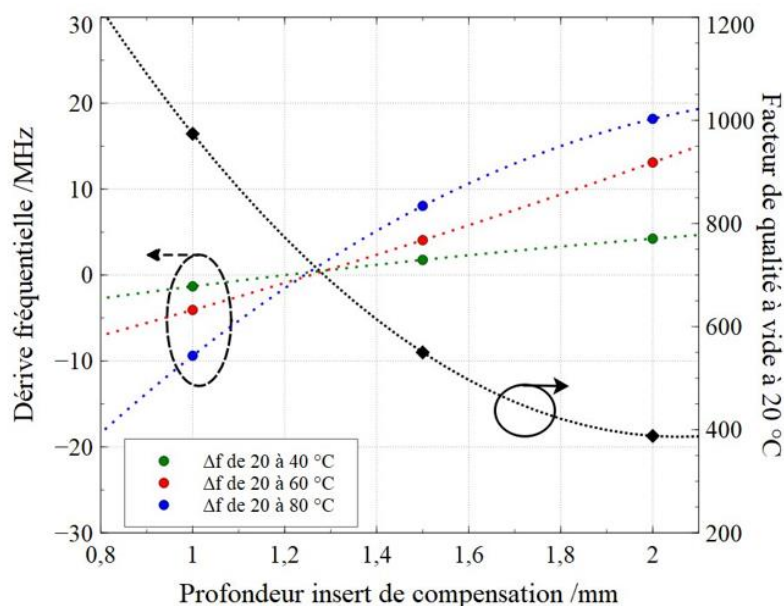


Figure 81 : étude de la compensation à partir des mesures des différentes tailles d'insert

Profondeur et nature de l'insert de compensation	Q_0 à 20°C	f_0 /GHz à 20°C	Δf de 20 à 80 °C / MHz
0 mm / RO4003C	1820 +/- 50	20,3252	-17,9
1 mm / RO4360G2	870 +/- 20	20,0899	-9,4
1,25 mm / RO4360G2	782 +/- 19	19,8593	-0,7
1,5 mm / RO4360G2	550 +/- 20	19,6780	+8,0
2 mm / RO4360G2	390 +/- 10	18,7949	+18,2

Tableau 22 : résultat de mesure pour les différentes tailles d'insert, la compensation est réalisée pour 1,25 mm

Un insert diélectrique de RO4360G2 compris entre 0 et 2 mm permet donc de maîtriser la dérive fréquentielle due aux effets thermiques entre -18 et +18 MHz, et surtout d'atteindre une compensation du résonateur pour une profondeur de 1,25 mm. Le facteur de qualité décroît à mesure que le diélectrique (avec les pertes qu'il apporte) est davantage présent dans la cavité. Il influence alors de manière significative les champs électromagnétiques. De même, cet insert diélectrique ayant une permittivité plus élevée, la fréquence de résonance décroît également, le corps (et les dimensions) de la cavité en RO4003C ayant été conservé durant toutes les manipulations dans une démarche de prototypage rapide et faible coût. L'assemblage par vis a permis de changer les configurations de la cavité de manière aisée. La Figure 82 et le Tableau 23 permettent d'observer le comportement en température du dispositif grâce à sa dérive fréquentielle et à l'extraction du τ_f .

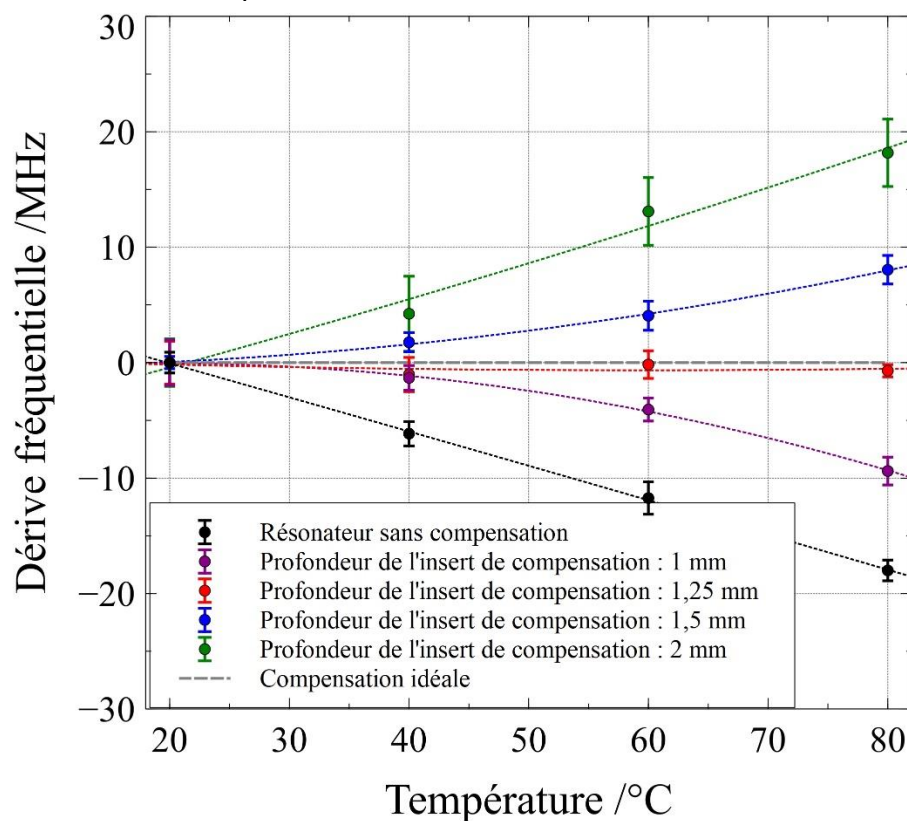


Figure 82 : dérive fréquentielle du prototype de résonateur en anneaux empilés pour toutes les profondeurs d'insert en RO4360G2

Profondeur et nature de l'insert de compensation	τ_f^a / ppm/°C	τ_f^b / ppm/°C			Δf de 20 à 80 °C / MHz
		a / ppm/°C ²	b / ppm/°C	c	
0 mm / RO4003C	-14,7	-0,01	-14	$-3 \cdot 10^{-6}$	-17,9
1 mm / RO4360G2	-9,4	-0,12	+0	$-3 \cdot 10^{-6}$	-10,9
1,25 mm / RO4360G2	-0,6	+0,01	-1	$+5 \cdot 10^{-6}$	-0,7
1,5 mm / RO4360G2	+7,3	+0,10	+1	$-21 \cdot 10^{-6}$	+8,0
2 mm / RO4360G2	+16,1	0,04	+15	$-8 \cdot 10^{-6}$	+18,2

Tableau 23 : extraction des coefficients de τ_f pour les différentes configurations

La Figure 82 permet ainsi de bien observer la compensation du dispositif, avec une courbe proche de la compensation idéale. Le résonateur de base a un comportement plutôt linéaire au vu de son τ_f . Cependant, il devient davantage non-linéaire à mesure que l'insert diélectrique s'enfonce dans la cavité. Le Tableau 23 montre aussi l'intérêt de présenter tous les coefficients du τ_f . En effet, les deux coefficients « a » et « b » doivent être proches de 0 (pour 1,25 mm), pour assurer une compensation. Il n'est pas suffisant qu'un seul des deux s'annule, comme l'illustre la configuration avec 1 mm de RO4360G2.

Nous avons présenté dans cette partie un concept de cavité original, pour répondre à la problématique de cette thèse. Sa conception a permis d'atteindre un facteur de qualité de 1800, tandis que son optimisation par mesures itératives a démontré une compensation en température possible. Cependant, un compromis est à faire entre ces deux objectifs. Le dispositif est faible coût grâce son assemblage et ses matériaux. Son volume dépend de la permittivité dans laquelle s'établit la résonance. Une résonance sans diélectrique interne permet les meilleures performances, au détriment d'un volume plus grand. Enfin le dispositif est léger grâce à l'utilisation de substrats métallisés.

III.3.2. Résonateur diélectrique (RD)

III.3.2.1. Concept

Ce type de dispositif consiste à associer à une cavité un matériau diélectrique à forte permittivité, dans lequel le champ électromagnétique va se concentrer. La cavité, généralement en métal, sert de boîtier d'isolation. Ainsi, les pertes métalliques du résonateur peuvent être minimisées, au contraire d'une métallisation directe sur le matériau diélectrique. Des travaux ont déjà présenté de nombreuses configurations permettant la réalisation de résonateurs et filtres à résonateurs diélectriques [48]. Pour cette conception, la cavité métallique et le substrat d'accueil sont associés pour réaliser un boîtier autour du résonateur diélectrique. Ce résonateur est alors excité par les lignes microruban du substrat. La métallisation supérieure du substrat est conservée en majeure partie pour assurer un report entre deux éléments métalliques.

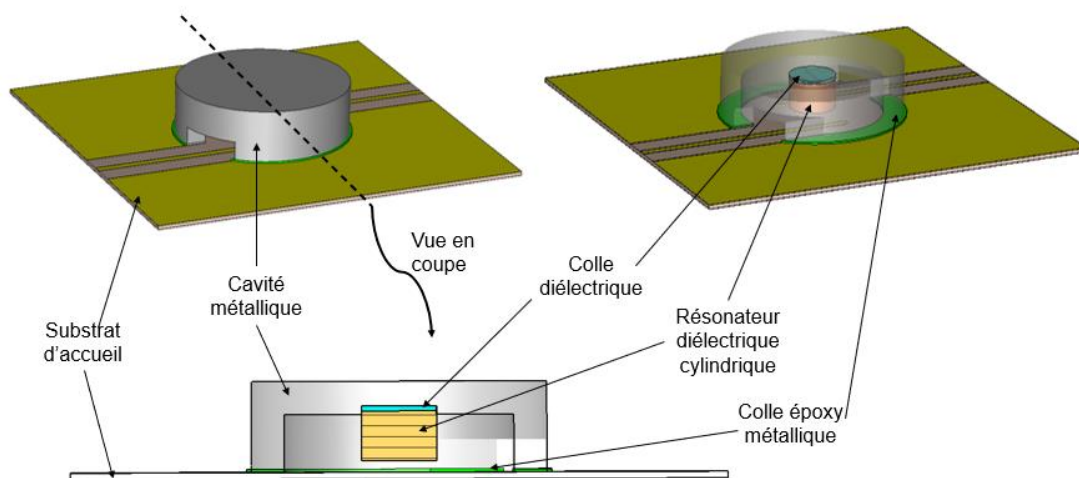


Figure 83 : conception du dispositif de résonateur diélectrique reporté sur substrat

Dans le but de limiter les interfaces sensibles, le résonateur est collé en fond de cavité métallique, sans contact avec le substrat (Figure 83). Cette disposition permet également une étape indépendante de réalisation pour ce premier assemblage RD-cavité. Nous pouvons imaginer la réalisation d'un système de test intermédiaire pour valider cette première étape dans le cadre d'une fabrication industrielle, avant un report sur la carte PCB d'accueil. L'excitation est réalisée au moyen de lignes en circuit ouvert placées en proximité du cylindre diélectrique. Il est alors possible de coupler le mode $TE_{01\delta}$ du RD de manière analogue à la référence [70]. Le résonateur étant suspendu au-dessus de ces lignes (Figure 84), des niveaux importants de couplage peuvent être atteints.

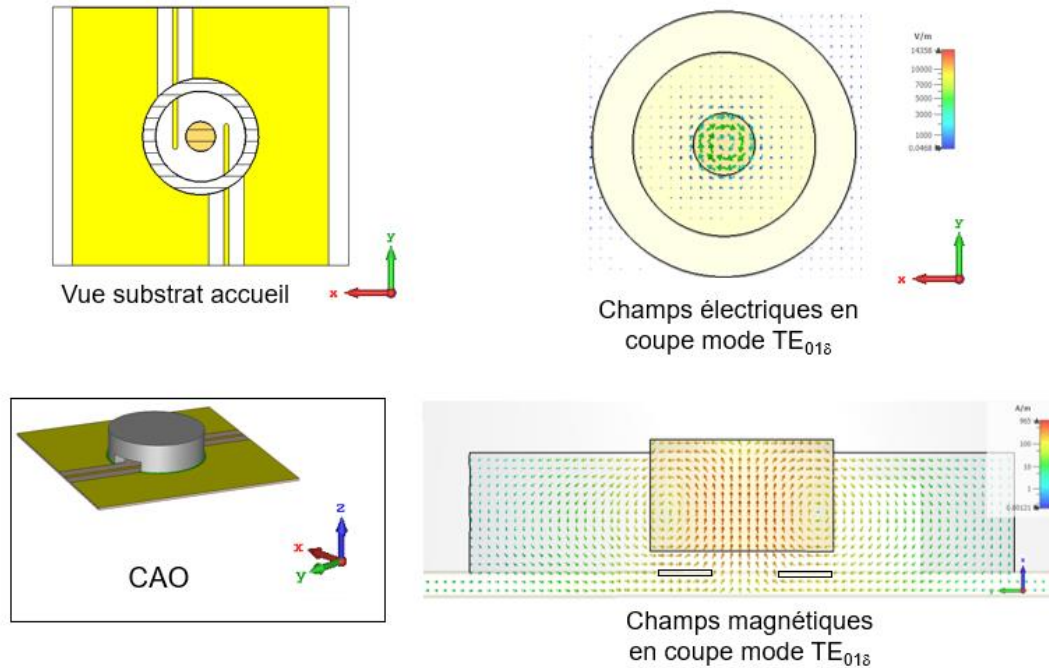


Figure 84 : technique de couplage du résonateur et mode $TE_{01\delta}$ excité

Plusieurs prototypes ont été construits dans un premier temps pour étudier l'impact de l'assemblage et des colles utilisées. La métallisation supérieure du substrat a été conservée au maximum, elle a été retirée pour le passage de la ligne de transmission et dans la zone de report de la cavité métallique. Cela a permis d'éviter un effet bilame indésirable, lors d'une montée en température, entre le substrat et le plan de cuivre (qui présente des CET différents). Un système d'alignement a été conçu car les prototypes ont été réalisés sur la base de RD fournis par la société Exxelia [112] pour lesquels les permittivités des résonateurs sont élevées ($\epsilon = 34$ et $\tan\delta = 2,5 \cdot 10^{-4}$ à 10 GHz). Les cylindres diélectriques sont alors de quelques millimètres de hauteur et de diamètre (pour une résonance à 20 GHz). Des piges de centrage sont placées sur la cavité en métal, de manière analogue à la partie III.1.2. Une embase est pratiquée dans cette cavité pour positionner le résonateur diélectrique, comme le présente la Figure 85. Des premiers essais ont également montré l'importance du choix de la colle en contact entre le résonateur diélectrique et la cavité en métal. Celle-ci ne doit pas interagir avec le matériau diélectrique, au risque de dégrader ses propriétés. Une colle diélectrique conseillée par le constructeur a donc été utilisée.

Malgré cela, la miniaturisation du dispositif rend l'ensemble très sensible aux tolérances de fabrication et d'assemblage (à cause de la forte permittivité pour une fréquence de 20 GHz). La Figure 85 présente les différentes parties et assemblages, ainsi que les réponses en fréquence obtenues. Un décalage en fréquence pouvant être expliqué par plusieurs facteurs apparaît. La permittivité (estimée aux alentours de 3) et les pertes de la colle diélectrique n'ont pas été caractérisées, ce qui impacte la fréquence de résonance. Le RD peut aussi ne pas être correctement positionné dans son embase à cause de la colle, ce qui conduit à son décentrage et à une mauvaise position dans la cavité, générant un décalage de sa fréquence de résonance.

Les performances en termes de facteur qualité répondent cependant bien au cahier des charges. Nous mesurons ici un facteur de qualité à vide égal à 1390. Cette valeur peut être améliorée par l'emploi d'un matériau plus faible pertes et en recherchant une colle d'interface également faibles pertes. Le rapport volume/masse est également intéressant grâce à l'utilisation de l'aluminium comme corps de la cavité.

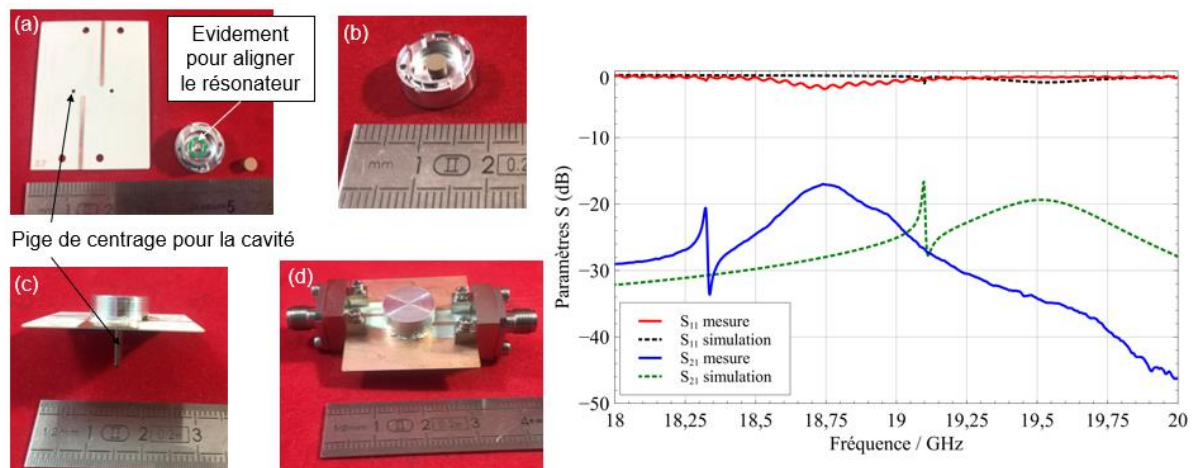


Figure 85 : (a) composants du dispositif : substrat, cavité en aluminium, et résonateur diélectrique ; (b) premier assemblage : résonateur + cavité ; (c) vue des piges de centrage ; (d) dispositif final, et à droite : comparaison simulation mesure

III.3.2.2. Compensation en température

Cette catégorie de solution (RD) peut être compensée en température par le choix d'un matériau approprié pour le résonateur diélectrique. Le même principe que dans la partie précédente est mis en œuvre. Les dilatations mécaniques du cylindre diélectrique et de la cavité en aluminium dues aux changements de température sont compensées par la variation de permittivité, pour atteindre une stabilité fréquentielle de l'ensemble.

Prototype test

Les prototypes de la partie précédente ont d'abord été construits avec deux types d'échantillons de la société Exxelia, les E3034 et E3634³⁵. Ils possèdent à peu près la même permittivité mais une dérive fréquentielle, τ_f , différente. L'échantillon E3034 a un τ_f de 0 ppm/°C et le E3634 de +6 ppm/°C. Nous avons réalisé une mesure en température de ces dispositifs pour avoir une première approche de leur comportement.

³⁵ Ces deux prototypes ont servi conjointement aux tests de conception et de stabilité en température.

Echantillon RD	Δf / MHz (de 20 à 80 °C pour f_0 @ 20 GHz)	τ_f^a / ppm/°C (linéaire)	τ_f^b (non-linéaire)		
			a / ppm/°C ²	b / ppm/°C	c
E3634	+5,42	+5,8	-0,003	5,9	$2,4 \cdot 10^{-6}$
E3034	-2,99	-2,7	-0,007	-2,2	$0,01 \cdot 10^{-6}$

Tableau 24 : extraction des paramètres de dérive fréquentielle pour ces prototypes

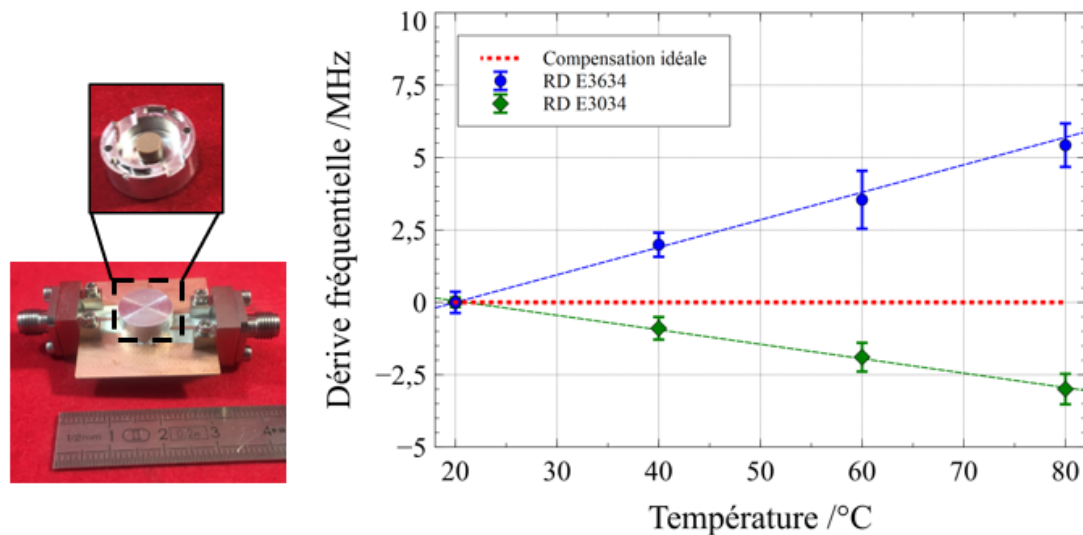


Figure 86 : vue du prototype et mesure en température pour chaque échantillon disponible

Le Tableau 24 et la Figure 86 présentent les résultats de mesures. Ils confirment que la dérive fréquentielle peut être influencée dans un sens ou dans l'autre, grâce aux propriétés des matériaux. Nous obtenons alors des dérives en température plutôt linéaires et fortement réduites par rapport à des cavités en aluminium classiques. Le τ_f du dispositif final, plutôt linéaire, est proche du τ_f du résonateur seul : la cavité en métal semble avoir une faible influence. Cette expérimentation valide le principe de compensation en température de ce type de solution.

Compensation

La méthode de compensation a été appliquée sur un second prototype dans le but d'atteindre une stabilisation optimale en température. Une alumine faibles pertes et compensée en température, développée conjointement avec le laboratoire Ircer a pu être testée. Cependant la taille des RD n'ayant pas pu être choisie, nous avons réalisé un résonateur à 11 GHz, dimensions imposées par le procédé de fabrication. Le dispositif est présenté en Figure 87.

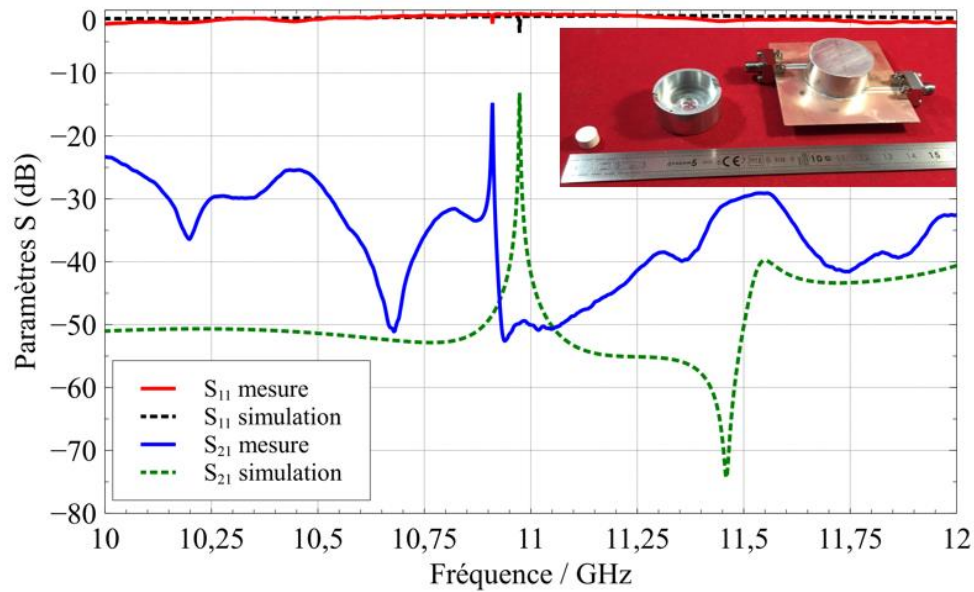


Figure 87 : vue du prototype à 11 GHz et de ses paramètres S

Comme dans l'étude précédente, un modèle numérique de dilatation des différents matériaux a été programmé grâce au logiciel CST (Figure 88). Le TCP du matériau du RD est la variable d'optimisation pour atteindre la compensation. Cette dernière est réalisable, la simulation ne prend cependant pas en compte les effets non-linéaires de ce type de matériau, comme nous avons pu les observer dans le chapitre 2 (II.1.3).

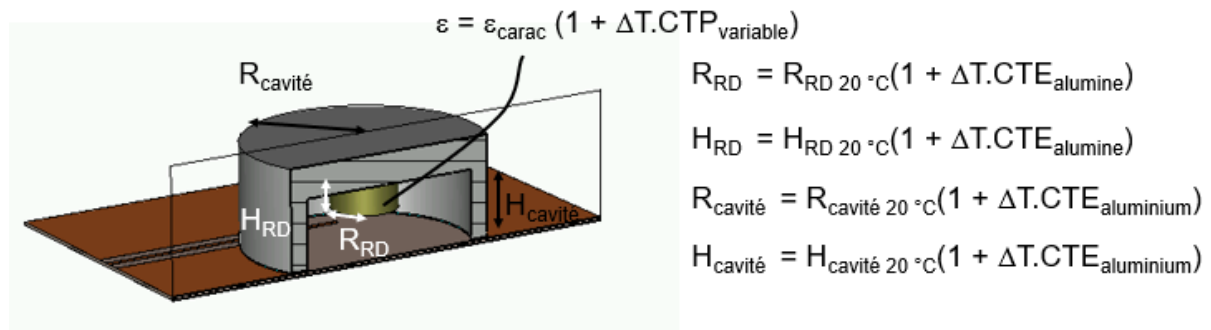


Figure 88 : paramétrage de la simulation multiphysique

La capacité à fixer les propriétés étant encore en développement avec le matériau en provenance de l'Ircer, nous avons choisi un résonateur avec un τ_f le plus proche de 0 ppm/°C pour compenser la cavité. La cavité en aluminium est également agrandie : le mode de résonance subira ainsi moins d'influence de cette partie métallique. Le τ_f du résonateur disponible est de +2 ppm/°C. La Figure 89 et le Tableau 25 décrivent les performances du dispositif final. Nous observons une non-linéarité, mais celle-ci est négligeable au vu de la faible dérive en fréquence atteinte.

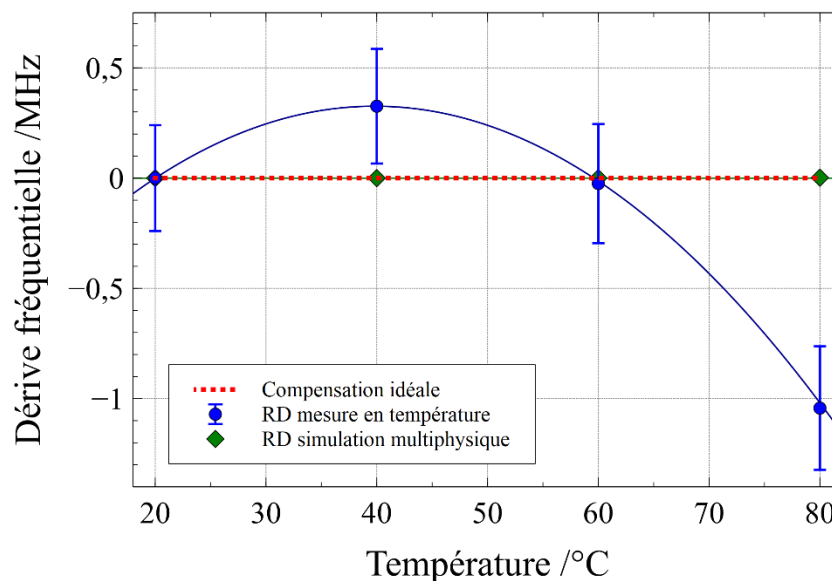


Figure 89 : Validation de la compensation, dérive fréquentielle en simulation et mesure du prototype de cavité à RD

RD alumine compensée	Δf / MHz (de 20 à 80 °C pour f_0 @ 20 GHz)	τ_f^a / ppm/°C (linéaire)	τ_f^b (non-linéaire)		
			a / ppm/°C ²	b / ppm/°C	c
Simulation	-0,002	0,3	-0,01	0,4	-0,9.10 ⁻⁶
Mesures	-1,043	-1,6	-0,08	3,0	0,02.10 ⁻⁶

Tableau 25 : extraction des paramètres de dérives fréquentielles

La Figure 90 présente les résultats des facteurs de qualité en fonction de la température. Ils diminuent avec l'augmentation de la température, mais nous ne pouvons pas intervenir sur cet aspect : les pertes sont liées aux caractéristiques intrinsèques des matériaux. Elles augmentent avec la température pour les matériaux céramiques. Les facteurs de qualité à vide restent élevés et répondent au cahier des charges. L'alumine faibles pertes est la plus intéressante avec un Q_0 de 5000 à 10 GHz. Nous estimons à 20 GHz un Q_0 de 2500, ce qui est une bonne solution pour nos objectifs.

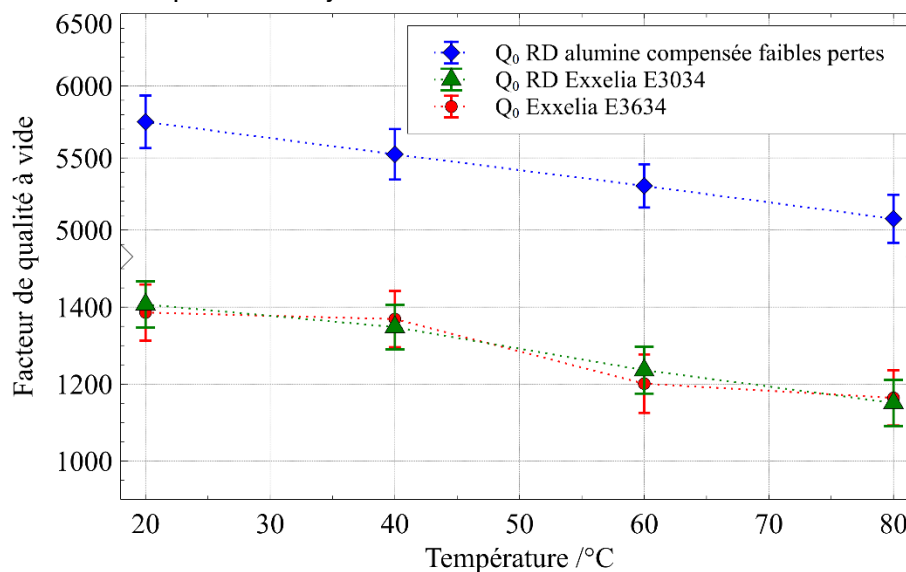


Figure 90 : évolution en température des Q_0 des 3 prototypes, RD Ircer, E3034 et 3634

Nous avons donc présenté dans cette partie une dernière solution en réponse au problème de la dérive en fréquence due à la température : le résonateur diélectrique reporté en surface, encapsulé dans une cavité en aluminium. La spécificité du matériau diélectrique utilisé permet une compensation en température du dispositif, avec des performances élevées et des faibles pertes. Le dispositif final est également très compact en utilisant des fortes permittivités.

III.4. Conclusion : comparatif des solutions étudiées

Dans ce chapitre nous avons donc présenté les différentes solutions étudiées pour répondre à l'objectif d'obtenir des filtres reportables en surface, à fort facteur de qualité et compensés en température.

L'aspect report a été abordé dans la première partie. Plusieurs techniques industrielles de brasage ou de soudure existent et sont utilisées pour des reports de composants dit « flip-chip ». Cependant, l'accès à ces technologies est complexe pour des études de recherche et de prototypage à bas niveau TRL³⁶. Nos travaux se sont donc concentrés sur la mise en place d'un procédé de report à l'aide d'une colle époxy métallique pour la réalisation de nos prototypes.

Les parties suivantes ont présenté des solutions, utilisant la technique de report précédemment étudiée, répondant aux aspects de fort facteur de qualité et de compensation en température. Les tableaux suivants regroupent et comparent les différents prototypes réalisés pour ces travaux.

Le Tableau 26 reprend les dispositifs, les technologies employées pour la fabrication, et la compensation en température ; il présente également les différentes performances. Les facteurs de qualité à vide répondent au cahier des charges demandant une valeur supérieure au millier. Pour chaque composant, la dérive fréquentielle en température est moindre que pour un dispositif classique sans compensation thermique. Différentes techniques de compensation ont été étudiées, et la sélection doit se faire en fonction des objectifs et des moyens. Il est ainsi possible de réaliser une compensation optimale grâce à une combinaison des matériaux aux propriétés thermomécaniques spécifiques, ou plus simplement de réduire la dérive fréquentielle en utilisant des matériaux stables thermiquement. Enfin, les dispositifs rendus compacts par un choix judicieux de topologies et de modes électromagnétiques de fonctionnement.

Le Tableau 27 synthétise les résultats au travers d'une figure de mérite qui permet pour chaque prototype d'évaluer ses avantages et ses inconvénients. Chacun répond aux cahiers des charges, cependant les dispositifs à base de résonateur diélectrique paraissent les plus intéressants par rapport aux critères de notre problématique.

³⁶ TRL : « Technology Readiness Level », niveau de maturité technologique d'un système ou composant.

Tableau 26 : récapitulatif et comparatif des technologies et performances pour les solutions étudiées

Dispositif	Compensation en température	Performance Q_0 <u>mesurée</u>	Performance t_f^a (linéaire) <u>mesurée</u>	Commentaire	Assemblage Report	Densité des matériaux du résonateur reporté / g/cm ³	Volume @ 20 GHz Mode considéré
Résonateur en anneaux empiés III.3.1	Changement de permittivité pour contre les dilatations thermiques	1800	-0,6	Compromis à choisir entre compensation ou Q_0 élevé	Multicouches Report et fabrication conjointe avec le substrat d'accueil	Substrat : RO4003C = 1,79 RO4360G2 = 2,16 (Métallisation cuivre 17µm épaisseur négligeable)	1,25 cm ³ TE ₀₁₁ cylindrique
Cavité pleine reportée III.2.2	Changement de permittivité du milieu pour contre les dilatations thermiques du résonateur	N.A.	N.A.	Q_0 limité par les pertes diélectriques du milieu	Composants reportés en surface Report par connexion métallique de type brasure	Alumine = 3,9	0,03 cm ³ TM ₁₁₀ rectangulaire
Cavité creuse reportée III.2.1	Matériau du corps de cavité stable thermiquement	1500	-4,7	Stabilisation et Q_0 en fonction des propriétés du matériau et de la métallisation	Composants reportés en surface Report par connexion métallique de type brasure	Cordierite = 2,3	1,34 cm ³ TE ₁₀₁ rectangulaire
Résonateur diélectrique dans cavité aluminium III.3.2	Changement de permittivité du résonateur pour contre les dilatations thermiques de la cavité	2500 (estimation à partir de la valeur à 10 GHz)	-1,6	Combinaison dimensions et propriétés du RD et de la cavité à optimiser pour avoir la compensation	Composants reportés en surface Assemblage du RD dans la cavité puis report par connexion métallique de type brasure	Corps : Aluminium = 2,7 RD : RD Exxelia = 5,3 [112]	0,3 cm ³ TE ₀₁₅ RD de permittivité : 34

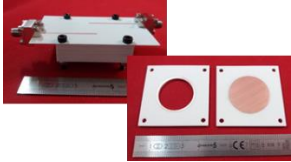
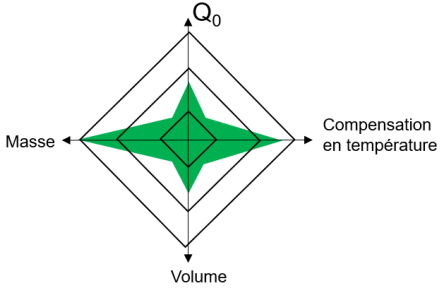
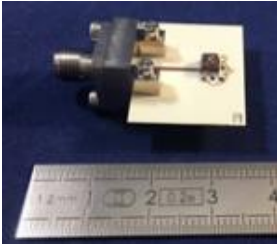
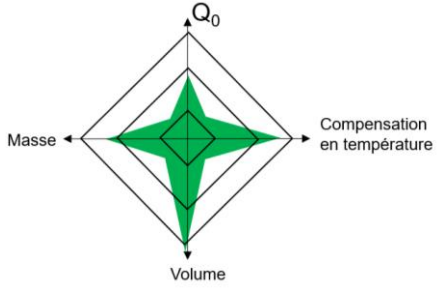
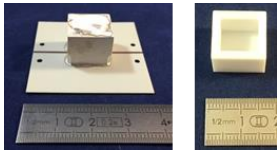
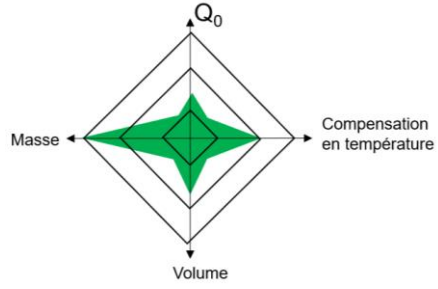
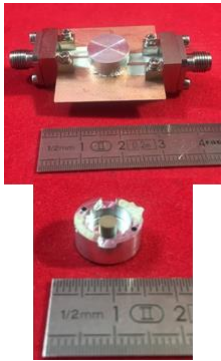
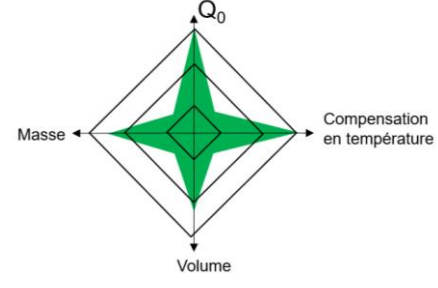
Dispositif	Famille Report	Visualisation prototype	Evaluation (Figure de mérite)
Résonateur en anneaux empilés	<u>Multicouches</u> Report/Fabrication conjointe avec le substrat d'accueil		
Cavité pleine reportée	<u>Composants reportés en surface</u> Report par connexion métallique de type brasure		
Cavité creuse reportée			
Résonateur diélectrique dans cavité aluminium	<u>Composants reportés en surface</u> Assemblage du RD dans la cavité puis report par connexion métallique de type brasure		

Tableau 27 : représentation et synthèse des solutions étudiées à l'aide de figures de mérite

Chapitre IV. Réalisation de filtres reportés, compensés en température

Ce chapitre aborde la conception de filtres reportés en surface, sur la base des travaux effectués dans le chapitre précédent. Cette partie du mémoire se donne pour vocation principale de comparer les performances potentielles de différentes technologies, sur la base de simulations. Nous avons montré la validité des méthodologies et outils utilisés dans le chapitre précédent, nous avons également mesuré les limites des ressources technologiques disponibles au laboratoire pour valider une part des concepts par la mesure, ce qui n'enlève cependant rien de leur intérêt pour une exploitation future dans un cadre industriel. Nous nous sommes donc fixés des contraintes technologiques réalistes pour imaginer les topologies des filtres de ce chapitre, en intégrant le fait que ces niveaux de contraintes ne pouvaient être assumés en interne au laboratoire.

L'objectif est donc d'explorer les solutions possibles et de présenter leurs avantages et inconvénients. Nous évaluerons dans un premier temps les couplages des résonateurs développés dans l'optique de la réalisation de filtres. Les deux concepts ayant donné satisfaction dans la partie précédente seront plus particulièrement étudiés dans le cadre de la réalisation de filtres reportés, compensés en température. Nous présenterons donc un filtre à cavité reporté en surface, préférentiellement réalisé avec de la cordiérite, et des filtres à résonateurs diélectriques.

Le concept de filtre à cavité pleine sera également décrit pour une comparaison générale des solutions que nous avons étudiées. La fin du chapitre présentera les concepts restés au stade de la simulation de principe, mais qui ouvrent des pistes de recherche pour de nouveaux prototypes.

IV.1. Prérequis à la réalisation de filtres

L'objectif de cette partie est d'étudier les prérequis à la réalisation de filtres microondes, basés sur les principes du chapitre précédent. La Figure 91 illustre le cadre dans lequel nous évoluons. Le filtre reporté en surface est connecté au substrat par la partie réalisant le couplage aux accès, excité par une ligne de transmission. La partie critique est le couplage à l'accès, qui doit assurer une connexion électromagnétique mais aussi mécanique. La partie filtre peut quant à elle être désolidarisée du substrat (lors de la synthèse et/ou de la réalisation), ce qui en fait une source de difficulté moindre.

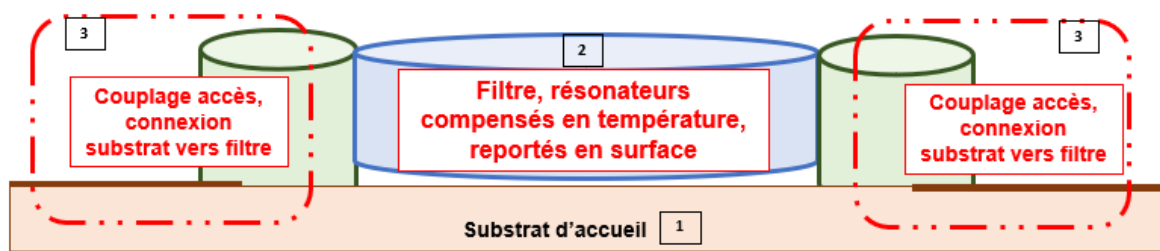


Figure 91 : connexions mises en jeu dans le cadre de filtres reportés en surface

La conception de filtres hyperfréquences requiert une bonne maîtrise des couplages des résonateurs (annexe 4). Nous décrirons donc comment sont effectués ces couplages, et quels types de filtre ils permettent de réaliser.

IV.1.1. Couplage inter-résonateurs

Les couplages inter-résonateurs sont réalisés par l'assemblage des résonateurs à disposition. Nous avons vu que cet assemblage peut être détaché du substrat d'accueil pour la synthèse de filtre, ce qui nous ramène à une situation de couplage classique.

Les couplages usuels par iris, sonde magnétique ou de proximité peuvent donc être mis en œuvre, ils permettent des gammes de valeurs ne limitant généralement pas les gammes de bandes passantes des filtres réalisables (voir annexe 4). La Figure 92 présente la configuration des couplages utilisés pour les solutions retenues au chapitre 3. On note que pour le résonateur en anneaux empilés, le couplage sera relativement faible du fait de l'utilisation d'une ligne en circuit ouvert sur les deux accès, qui génère des pertes par rayonnement. Il n'est pas possible de réaliser un couplage latéral par iris potentiellement plus fort, comme pour les autres solutions, à cause des résonances parasites qui apparaissent, comme nous l'avons remarqué lors de l'étude de cette structure.

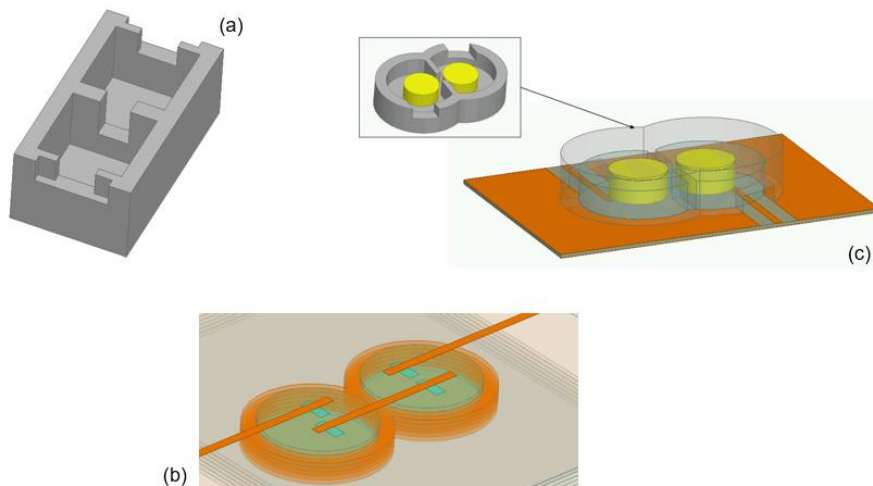


Figure 92 : couplage inter-résonateur pour des résonateurs volumiques (a), des résonateurs en anneaux empilés (b) et des résonateurs diélectriques (c)

IV.1.2. Couplage à l'accès

Le couplage à l'accès doit faire la connexion entre le substrat d'accueil et le premier résonateur du filtre. L'excitation au niveau du substrat est assurée par une ligne de transmission, le travail consiste donc à construire une excitation, ayant comme point de départ cette ligne, pour alimenter des cavités ou dispositifs volumiques. C'est la partie la plus technique et la plus critique car il faut concilier différents aspects : électromagnétique et mécanique en termes de report et connexion, mais aussi thermique lors de l'utilisation dans son environnement du dispositif final. Il ne faut pas que d'éventuelles dilatations thermomécaniques gênent l'intégrité de la structure, son assemblage et son fonctionnement.

Les résultats de cette partie dépendent de la qualité du report sur le substrat. Or, comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, le moyen de prototypage rapide utilisé en laboratoire avec de la colle époxy ne présente pas de bonnes performances, les tests de cette partie ne peuvent donc pas être au niveau de l'état de l'art. Il s'agit simplement de montrer par

des mesures que des réponses parasites, issues de phénomènes que n'aurait pas intégré la modélisation, ne viennent pas perturber les résonances qui construisent la fonction de filtrage.

Pour quantifier le couplage à l'accès, nous avons choisi d'extraire le facteur de qualité externe, Q_{ext} , d'un résonateur excité, à partir d'une simulation sans pertes. Comme l'explique l'annexe 4, cela permet d'évaluer le couplage et aussi la bande de fréquence atteignable pour un filtre (hors contraintes sur les couplages inter-résonateurs). Nous attendons une capacité à générer des valeurs de Q_{ext} faibles, pour permettre des couplages forts et des bandes de fréquences larges. Pour un filtre à bande passante étroite, il est aisé de réduire l'intensité des couplages aux accès, ce sont alors les pertes générées à la résonance qui deviennent un paramètre critique.

IV.1.2.1. Cavity vide reportée

Dans un premier temps, le module de test du chapitre 3, est repris pour évaluer le couplage électromagnétique réalisable. Le principe d'excitation est simple : une ligne de transmission en circuit-ouvert que l'on peut insérer plus ou moins dans la cavité. La Figure 93 présente une vue de la simulation et l'évolution du couplage externe en fonction de la longueur de la ligne. Le mode couplé dans la cavité est le TE_{101} , dont le champ E est parallèle au substrat.

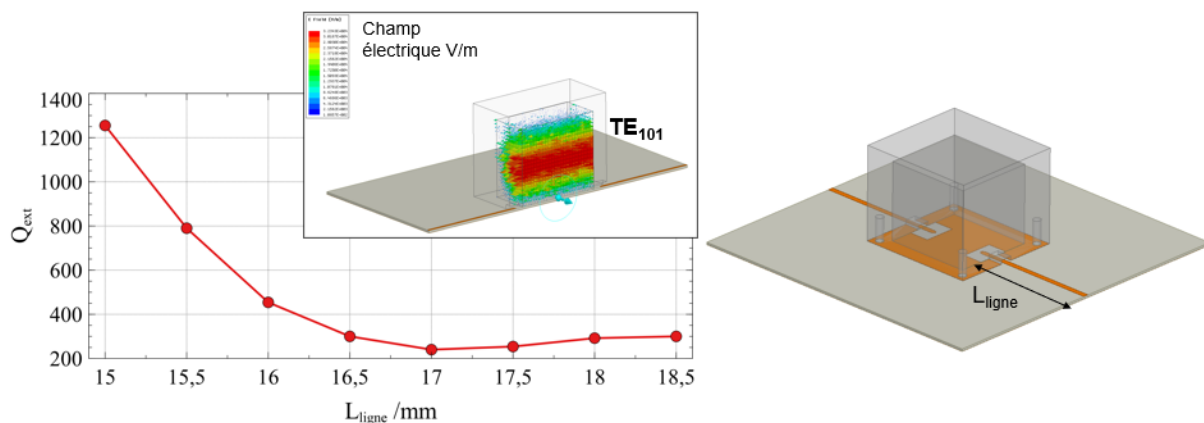


Figure 93 : évolution du Q_{ext} en fonction de l'insertion de la ligne dans la cavité carrée et vue CAO de la structure simulée

Avec un Q_{ext} minimum d'environ 200, cela permet d'envisager une bande passante maximale de 90 MHz à 20 GHz, et donc une bande de fréquence relative de 0,5 %. Le couplage conduit à des filtres à bandes passantes étroites, ce qui peut être limitant. La dynamique du couplage est faible, la ligne en circuit ouvert génère un couplage par champ électrique, du fait des courants théoriquement nuls en bout de ligne. Or l'intensité des champs électriques de ce mode est plus faible sur les parois latérales, ce couplage par champ électrique est donc moins performant. Une ligne court-circuitée, avec un via, permettrait des couplages plus forts par champs magnétiques, à l'endroit où l'intensité des champs magnétiques du mode est aussi plus forte. Cette solution semble potentiellement permettre de réaliser des couplages plus forts, cependant les simulations réalisées ne nous ont pas montré un avantage net de cette solution (l'isolation modale n'étant plus aussi importante). L'excitation d'une cavité volumique vide à l'aide d'une ligne très proche d'une paroi est en fait une configuration peu optimale.

Une autre technique de couplage a été étudiée pour disposer de meilleurs couplages d'entrée pour des cavités volumiques : l'utilisation de transition ligne microruban vers guide d'onde. Ce type dispositif augmente l'encombrement final du système car une fonction supplémentaire est insérée entre la ligne d'excitation et le filtre. De plus, les transitions généralement observées dans la littérature sont assemblées en plusieurs parties, comme par exemple avec [64], ce qui ne correspond plus à la problématique de report en surface. Pour cela, un autre concept de transition a été étudié, permettant le report.

La transition sur laquelle nous avons travaillé est inspirée de [74]. Celle-ci vient se connecter à la ligne en circuit ouvert autour de laquelle une adaptation de mode est réalisée. La Figure 94 présente le principe de transformation de mode microruban vers le mode fondamental TE_{10} du guide d'onde.

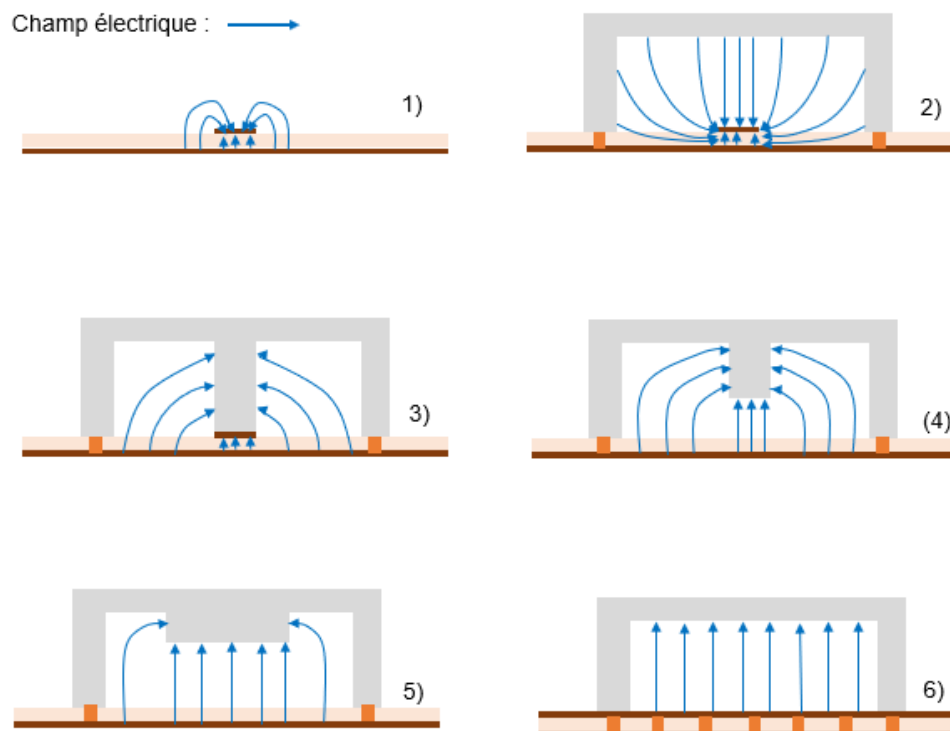


Figure 94 : étapes de transformation de mode de la transition avec le champ électrique

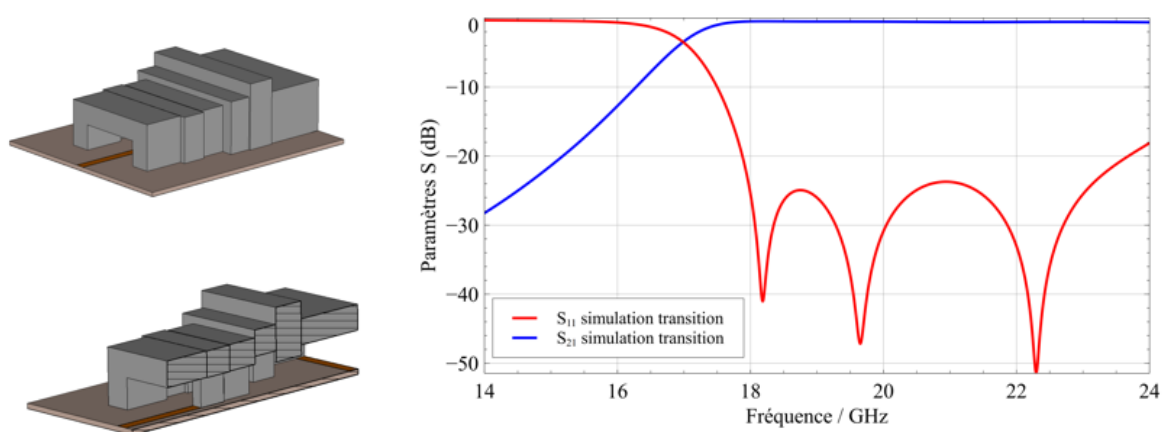


Figure 95 : simulation de la transition optimisée et réponse en fréquence

La transition se fait en plusieurs étapes, observables sur la Figure 95. Chaque partie (2 à 5, Figure 94) fait ensuite l'objet d'une optimisation pour réaliser une transition adaptée, à faibles pertes, comme le montre la Figure 95. Les paramètres d'optimisation sont les largeurs, longueurs et hauteurs de chacune des cinq parties de la transition (reproduites en relief sur la coque extérieure de la transition, sur les vues CAO). Le Tableau 28 décrit un jeu de dimensions optimales pour un cahier des charges donné.

Le couplage réalisable est ensuite quantifié, Figure 96, en connectant la cavité carrée à la transition, au travers d'un iris carré, configuration classique pour les technologies volumiques. Le mode couplé pour quantifier le couplage est maintenant le TM_{110} , dont le champ électrique est perpendiculaire au substrat, et parallèle au champ formé par la transition.

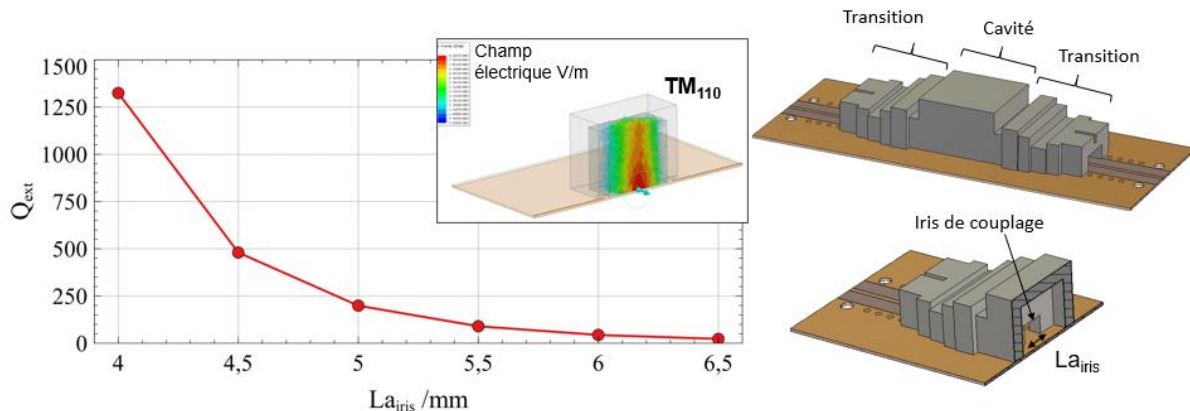


Figure 96 : évolution du Q_{ext} en fonction de la largeur d'iris et vue CAO de la simulation

Cette configuration permet d'atteindre des Q_{ext} de quelques dizaines, ce qui correspond à des bandes passantes de 800 MHz à 20 GHz, soit 4% de bande relative. Cette solution est donc bien mieux adaptée pour la réalisation de filtre à large bande passante. La dynamique de couplage est elle aussi plus intéressante. Il est à noter que ce concept nécessite la réalisation de trous métallisés pour assurer le blindage autour de la ligne et entre les couches de cuivre du substrat.

La transition étant une solution innovante, nous avons réalisé deux prototypes, en aluminium et en alumine, pour estimer leur potentiel. Le design avec des étapes de transformation bien définies est intéressant car il est compatible avec tous les types de fabrication : usinages traditionnels et SLA. Il serait cependant intéressant d'approfondir ce concept avec des formes optimisées pour chaque section, plus lisses, dans le but d'augmenter les performances de la transition et d'utiliser alors le potentiel de l'impression 3D.

La Figure 97 présente les prototypes fabriqués et reportés à l'aide la colle époxy. Les substrats ont été réalisés sur la base d'une prestation externe, ce qui a en particulier permis d'intégrer des vias.

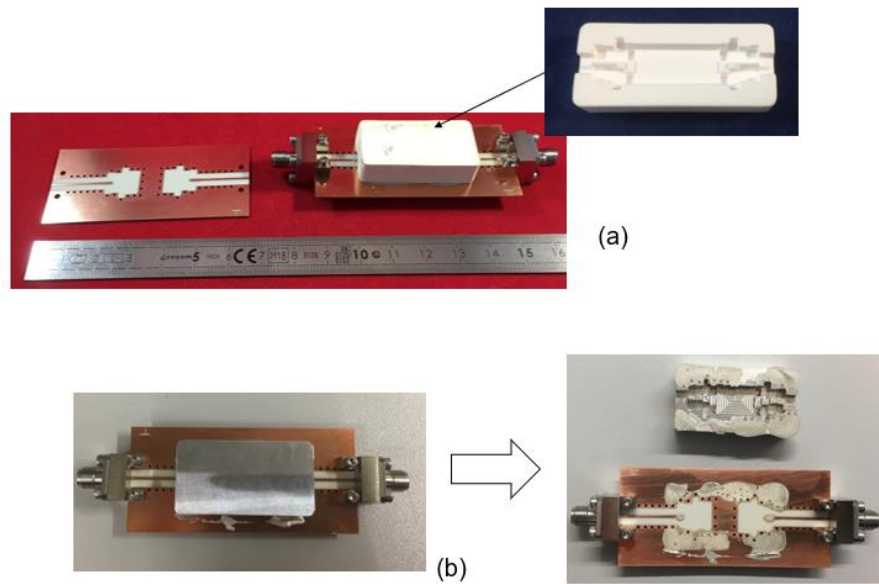


Figure 97 : photos des transitions en aluminium et en alumine ; vue de la répartition de la colle après décollage

La Figure 98 présente les résultats de simulations et de mesures observés. Les réponses mesurées diffèrent grandement de la simulation. Le report de la transition avec la colle permet une adaptation suffisante seulement entre 17 et 18 GHz, et présente une remontée importante autour de 20 GHz. Le même type de comportement est observé lorsque la transition est reportée par pression sans colle. Un démontage de la transition en aluminium a permis de se rendre compte de la mauvaise répartition de la colle qui crée des lames d'air entre la pièce en aluminium et le substrat métallisé. Nous avons aussi mesuré les dimensions de la pièce post-fabrication pour la recherche d'explications de ces résultats, exposés dans le Tableau 28.

Une rétro-simulation a été réalisée, en prenant en compte les dimensions mesurées et une lame d'air de 200 μm entre la transition et le substrat (illustré dans le Tableau 28). Des tolérances de fabrication supérieures à 100 μm sont souvent observées, ce qui est rédhibitoire à nos fréquences de travail. La comparaison de cette simulation avec les mesures est représentée en Figure 98. La rétro-simulation montre elle aussi une remontée du paramètre S_{11} vers 20 GHz, qui provient des défauts de contacts métalliques. Les changements de fréquence de coupure sont attribués aux tolérances de fabrication et de positionnement. La réalisation d'une telle transition est liée à une excellente maîtrise de la technique de connexion métallique, donc du report. Comme dans le chapitre 3, III.1.2.1, nous nous sommes limités à une technique de prototypage rapide (avec de la colle époxy). Des moyens technologiques plus poussés seraient nécessaires pour valider pleinement cette solution. Nous avons également noté que le report de pièce volumineuse comme la transition est également plus complexe à maîtriser, par rapport à la seule cavité employée dans l'étude du chapitre précédent. La structure étant plus lourde et avec de plus grandes surfaces, répartir la colle et à maintenir la pièce en position entre chaque manipulation lors de l'assemblage devient complexe (les moyens d'assemblage étant insuffisant).

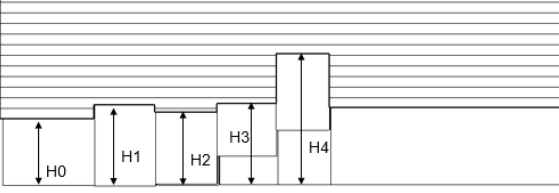
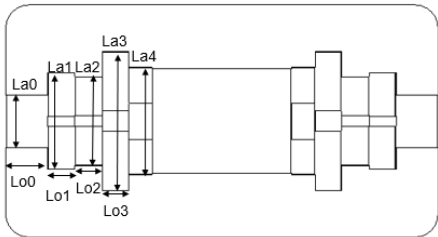
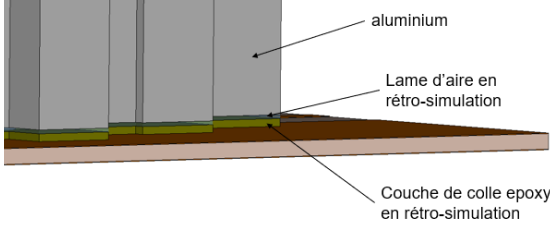
Vues CAO	Paramètres	Dimension CAO /mm	Dimension mesurée /mm
	H0	2,55	2,58
	H1	3,09	3,24
	H2	2,81	2,96
	H3	3,13	3,17
	H4	5,04	5,21
	La0	4,51	4,436
	La1	8,24	8,106
	La2	7,62	7,494
	La3	11,90	11,700
	La4	9,19	9,046
	Lo0	3,60	3,487
	Lo1	2,33	2,226
	Lo2	2,36	2,376
	Lo3	2,27	2,191

Tableau 28 : paramètres de rétro-simulation à partir des mesures sur la transition en aluminium, les dimensions présentant une différence supérieure à 100 μm sont notées en gras

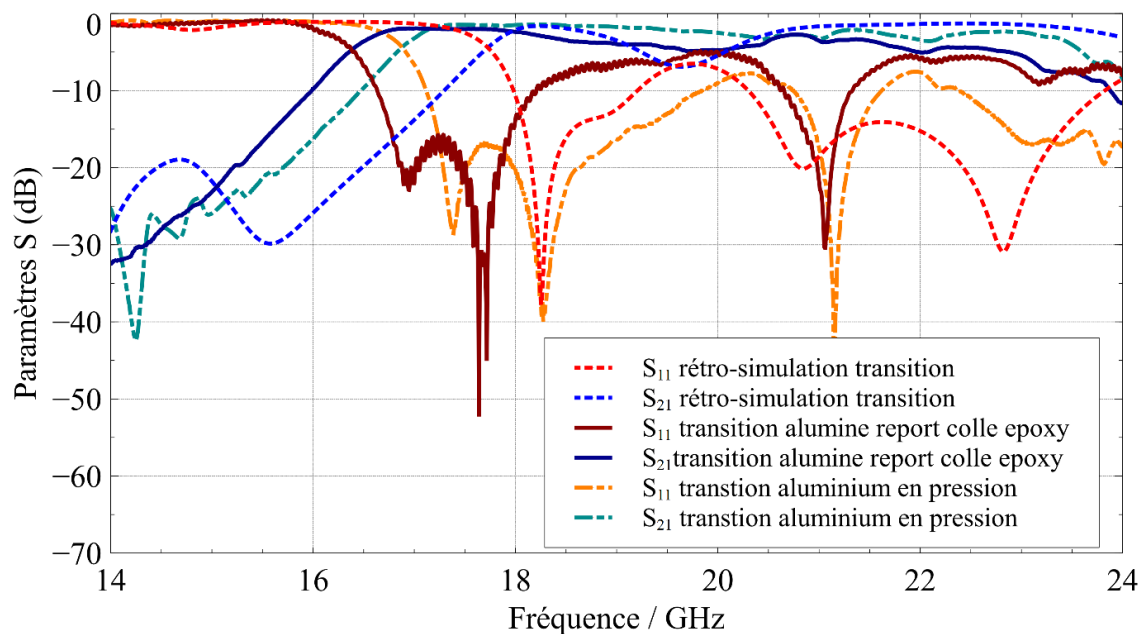


Figure 98 : comparaison des mesures de la transition collée et en pression avec la rétro-simulation intégrant une lame d'air perturbatrice

Le principe de la transition est donc intéressant pour la réalisation de filtre avec des bandes de fréquences plus importante qu'en utilisant un couplage par ligne et par fente, il est adaptable avec les technologies utilisées pour la réalisation de cavités stabilisées en température. Cependant, sa réalisation imparfaite n'a pas donné de bons résultats, celle-ci doit être beaucoup plus maîtrisée, notamment bien entendu le report. Nous présentons dans la suite la réalisation de filtres avec cette transition, les pièces provenant de la même série de production. Nous attendons donc les mêmes problèmes avec les filtres, qui ont été conçu et réalisés avant la mesure de la transition présentée dans ce paragraphe. Une deuxième série de fabrication et une nouvelle étude prenant en compte les limitations exposées ici doit permettre d'améliorer les résultats.

IV.1.2.2. Résonateur en anneaux empilés

Une autre solution identifiée dans le chapitre 3 est le résonateur en anneaux empilés. Le couplage de cette structure doit être effectué par les capots supérieurs ou inférieurs de la cavité afin de ne pas ramener de modes parasites gênants. La Figure 99 rappelle le système de couplage mis en place : une fente dans le plan de masse de la ligne de transmission sert d'iris de couplage, le plan de masse de la ligne servant aussi de capot à la cavité volumique.

Le couplage du mode TE_{011} , mode de fonctionnement de la cavité, se fait de manière optimale en plaçant la fente à la moitié du rayon de cavité : l'intensité du champ électrique est alors maximale à mi-hauteur de la cavité. Il faut noter que ce champ s'annule sur les parois métalliques planes pour ce mode : il est donc faible à l'endroit où est réalisé le couplage. La fente permet cependant de distordre le champ, et sa taille permet de moduler l'intensité du couplage. La Figure 99 présente les différents facteurs de qualité externe réalisables. Nous pouvons alors envisager des filtres jusqu'à 200 MHz de bande passante à 20 GHz soit 1% de bande relative. Le fait d'exciter la cavité de l'extérieur limite ainsi les couplages et les bandes passantes accessibles.

Cette solution présente donc moins d'intérêt dans le cadre d'application de filtrage avec des bandes larges, mais reste compétitive pour toute autre application, grâce à ses performances et à sa compensation en température (exemple d'application : réalisation de résonateur pour oscillateur).

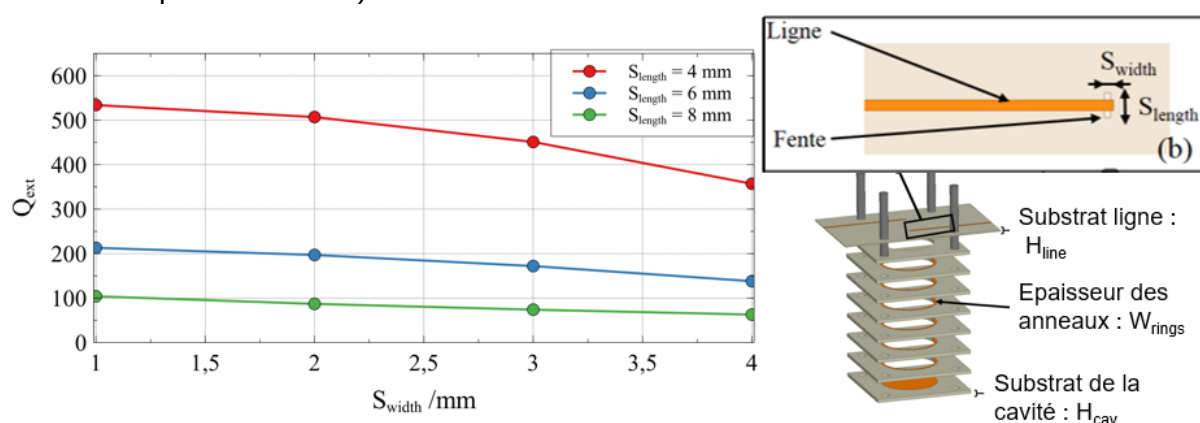


Figure 99 : évolution du Q_{ext} en fonction des dimensions de la fente sous la ligne et vue CAO du design

IV.1.2.3. Résonateur diélectrique

Le dernier type de couplage étudié est celui du résonateur diélectrique dans une cavité en aluminium. La ligne microruban en circuit ouvert est placée sous le résonateur, sans contact afin d'éviter des problèmes d'interfaces. La Figure 100 présente la simulation du facteur de qualité externe extrait correspondant, la permittivité du RD est de 34 (série E3000 de chez Exxelia [112]). La position de la ligne, et sa longueur, dans une moindre mesure, permettent de réaliser différentes valeurs de couplage. Cependant, pour l'obtention de couplage fort, il faut aussi rapprocher le résonateur de la ligne, et donc diminuer la hauteur de la cavité. Ceci peut devenir contraignant, car le ratio de dimensions de la cavité en aluminium est moins optimal et des modes parasites peuvent survenir.

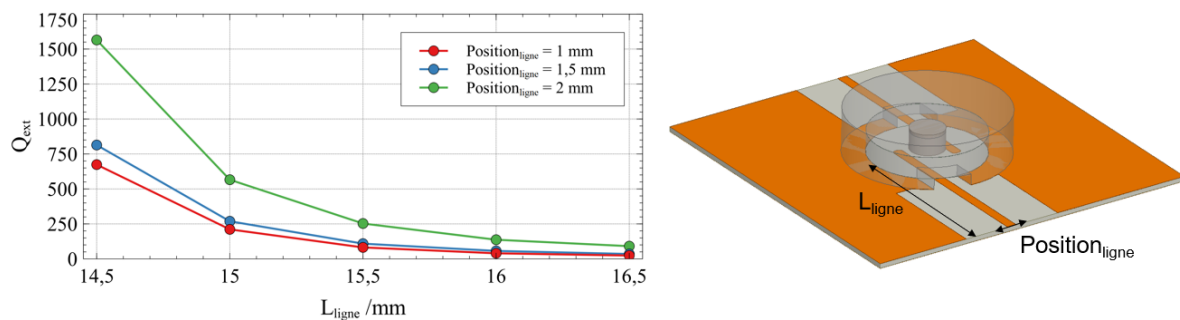


Figure 100 : facteur de qualité externe d'un résonateur diélectrique excité par une ligne

Il est possible de réaliser des filtres avec une bande passante jusqu'à 800 MHz à 20 GHz, soit 4% de bande relative, grâce aux faibles facteurs de qualité externe. Ce type de solution est donc satisfaisant pour la réalisation des filtres visés dans le cadre de nos travaux, et sera utilisé dans la suite de ce chapitre.

IV.2. Filtres stabilisés en température

Cette partie utilise les résultats des études de la partie précédente pour la réalisation de filtres à partir de cavités creuses métallisées. Nous avons établi qu'il était nécessaire d'utiliser une transition ligne microruban vers guide d'onde, pour obtenir une excitation en entrée suffisante à la réalisation d'un filtre. La conception de deux types de filtre avec ce concept est détaillée ici. La compensation en température des dispositifs suit le principe étudié lors du chapitre précédent : nous utilisons les matériaux thermiquement stables qui ont servi pour la conception des résonateurs.

IV.2.1. Réalisation de filtres à cavité

L'objectif initial de cette partie était de présenter les deux concepts de filtres à cavité reportés que nous avons étudiés. Ceux-ci devaient également être réalisés dans différents matériaux, permettant un comparatif des réponses en température. Les contraintes de temps, de moyens, et la crise sanitaire que nous avons connue, ne nous ont permis de réaliser que trois prototypes pour cette partie. La diversité des prototypes choisis a pour but de montrer la diversité de solutions réalisables pour répondre à la problématique, en exposant leurs avantages et leurs limites.

IV.2.1.1. Dispositif à 2 pôles reporté

Ce premier prototype a été conçu avec l'objectif d'obtenir un filtre avec une bande passante moyenne (500 MHz à 20 GHz, soit 2,5% de bande relative) et pour évaluer l'association de la transition avec une structure résonante.

Nous avons choisi tout d'abord de réaliser un filtre avec 2 pôles fonctionnant avec les modes duaux TM_{120} et TM_{210} . Ces modes sont facilement excités grâce à l'orientation des champs en sortie de la transition, ils s'établissent dans une même cavité (bi-mode), reliée à la transition. La Figure 101 présente les vues de la conception ainsi que la répartition des champs électriques des deux modes. Nous avons également pu ajouter des vis de réglage pour aider à compenser les défauts de fabrication. Le concept bi-mode, autorisé par le choix d'une cavité à base carrée, vise aussi à essayer d'optimiser la surface occupée par le système en utilisant une seule cavité résonante. L'intention est de compenser l'ajout nécessaire des transitions, et de limiter la surface de la part du dispositif devant être connecté à la carte d'accueil.

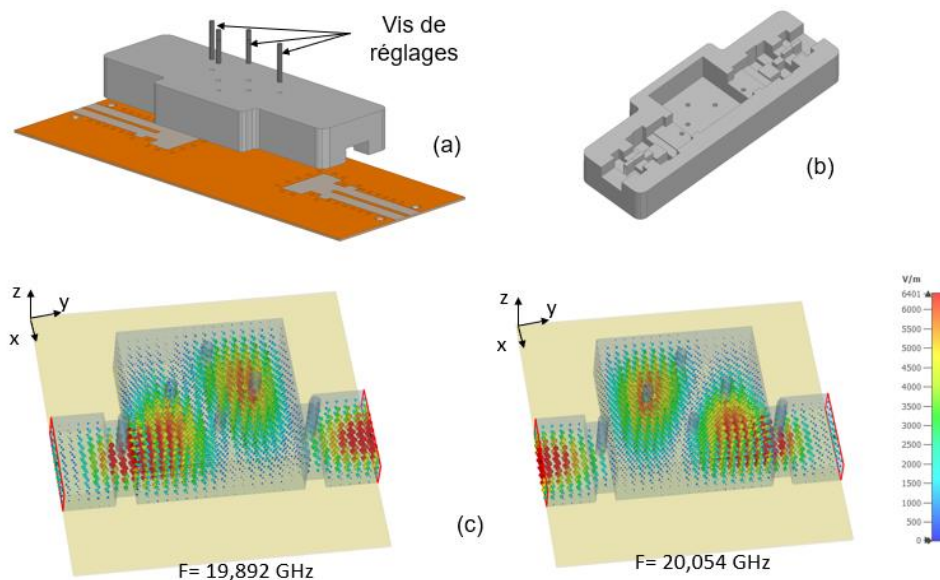


Figure 101 : vue CAO du concept de cavité dual mode reportée en surface et visualisation du champ électrique des modes résonants

Le substrat a fait l'objet d'une prestation externe (car possédant de nombreux trous métallisés) tandis que la cavité a été usinée en aluminium au laboratoire Xlim. Le report est effectué avec la colle époxy. Ce prototype a pour but une validation de principe. Nous ne pouvons cependant espérer de hautes performances à cause la faible qualité du report que nous mettons en œuvre, comme il a été vu auparavant. De plus, la réalisation d'un plan de coupe dans l'orientation des champs magnétiques amène des courants de fuite au niveau de la métallisation supérieure du substrat. Nous avons quand même conservé ce plan de coupe, car c'est le seul réalisable dans une optique de report avec un substrat.

La Figure 102 présente le prototype reporté et la mesure réalisée, comparée à la simulation. La conception par simulation de ce premier prototype ne s'est pas attachée à une synthèse de filtre élaborée, afin d'obtenir rapidement un premier assemblage. L'adaptation de 19,5 à 20 GHz est ainsi la zone d'intérêt, la bande passante et la sélectivité du filtre n'ont pas été travaillées.

Les résultats de mesure présentent jusqu'à -5 dB de pertes et une adaptation de -20 dB dans la bande passante du filtre. Il a été possible de régler le filtre à l'aide des vis de réglage, mais pas d'obtenir la bande de fréquence initialement prévue : le niveau des couplages aux accès s'est révélé insuffisant.

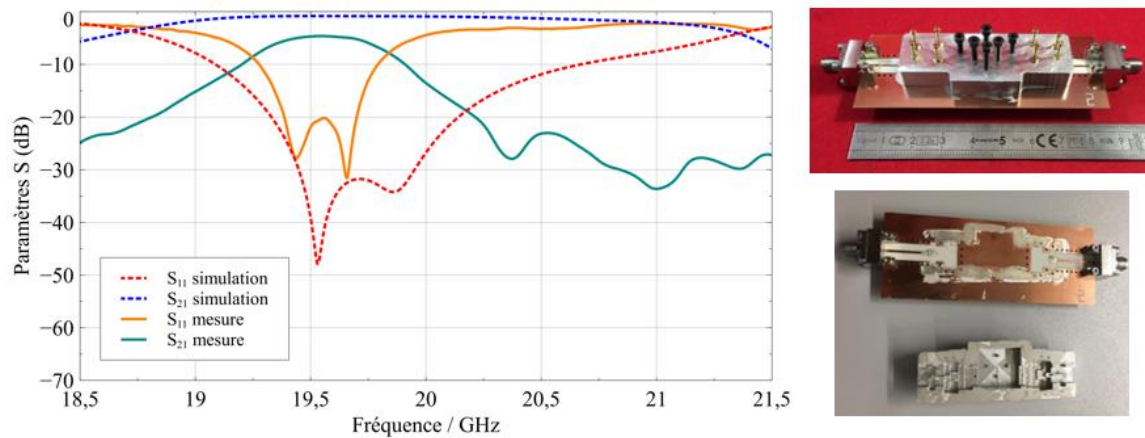


Figure 102 : à droite, visualisation du prototype reporté sur le substrat puis démonté, à gauche comparaison de la mesure avec la simulation

La cavité en aluminium a été décollée du substrat pour visualiser la qualité du dépôt de la colle. Nous avons observé majoritairement des dépôts supplémentaires à des endroits non désirés et quelques absences de colle à certains endroits. Le report est cependant de meilleure qualité que pour la transition seule décrite dans le paragraphe précédent, et permet d'avoir un premier résultat. Nous n'avons malheureusement pas pu l'associer à un processus de fabrication reproductible, par manque de temps et de prototypes supplémentaires. C'est pourquoi nous n'avons pas approfondi cette étude par des rétro-simulations ou des mesures complémentaires (dimensionnelles...).

Nous avons donc abouti à un prototype présentant des performances moindres qu'attendues mais qui valide le principe mis en jeu, c'est-à-dire un report de cavité et de ses transitions associées. La principale limitation reste toujours la qualité du report.

IV.2.1.2. Dispositif à 4 pôles reporté

Les deux dispositifs suivants ont été réalisés dans des matériaux différents, alumine et cordiérite, pour profiter des technologies SLA. Cependant ces prototypes n'ont pas pu profiter du retour d'expérience acquis avec le filtre 2 pôles en aluminium, l'ensemble étant conçu et réalisé en parallèle. L'objectif est ici de présenter une autre topologie de filtre à cavité, en associant 4 résonateurs de formes optimisées (grâce à l'impression 3D) pour former un filtre 4 pôles sur le mode TM₁₁₀. La bande passante que l'on a choisi est une des plus large possible, 1 GHz, soit 5 % de bande relative (pour montrer les différentes possibilités avec ce type de technologie). Les cavités utilisées font l'objet d'optimisations de formes de manière analogue aux travaux [113] pour essayer de diminuer les pertes métalliques. En partant d'un cylindre, une des surfaces planes présente une dépression afin d'optimiser la forme de la cavité par rapport à la forme des champs. Le gain de facteur de qualité est relativement faible (10 % en simulation par oscillation libre) mais un travail approfondi de la forme doit permettre de compenser les défauts de surface et la rugosité résultant de la fabrication, qui augmentent les pertes métalliques.

La Figure 103 présente la conception du prototype et la vue des champs électriques mis en jeu. A la vue vu des résultats précédents, il semble absolument nécessaire de prévoir des dispositifs de réglage post-fabrication pour travailler à ces fréquences. Les dimensions, réduites pour obtenir des bandes de fréquences autour de 20 GHz, conduisent à des tolérances de fabrication généralement trop élevées (quelle que soit la méthode de réalisation utilisée). Lors de la conception, nous avons donc placé des vis de réglage pour chaque couplage, entre les cavités, et pour chaque résonateur. Le placement s'est fait de manière analogue à ce qui est conçu couramment pour des filtres volumiques.

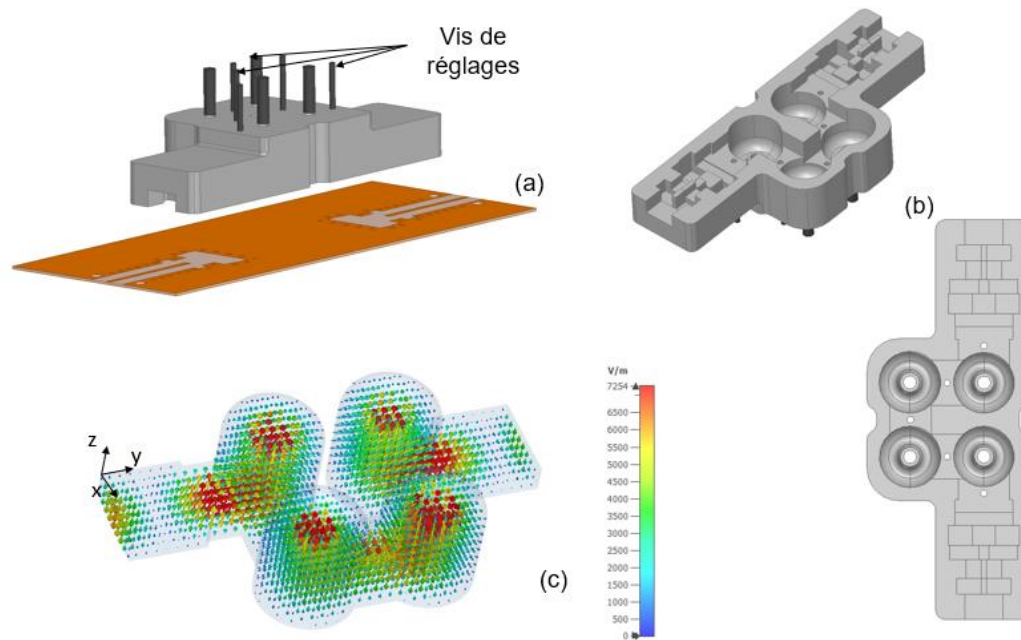


Figure 103 : vue CAO du concept de filtre 4 pôles reporté en surface (a), visualisation du champ électrique des cavités résonantes (c) et vue de la partie reportée avec les cavités optimisées (b)

Deux prototypes en alumine et en cordiérite ont pu être fabriqués pour valider ce concept, avec une métallisation en argent réalisée en technologie aérosol. Un dépôt d'argent de quelques micromètres a été réalisé à l'intérieur des pièces.

La Figure 104 présente d'abord le dispositif fait en alumine. Les tolérances de fabrication sont très dispersives, le retrait de la matière lors des différentes étapes de cuisson ne s'est pas fait de manière homogène. Par exemple, le diamètre des trous s'est réduit et nous avons dû utiliser des vis de diamètre inférieur. Le montage de cette pièce, plus lourde à cause de son volume plus important, s'est avéré également plus complexe. Sa masse et sa taille provoquent plus facilement des glissements par rapport à la position de report, à chaque manipulation. Comme pour la pièce précédente, il nous a été difficile de faire un dépôt de colle homogène avec les équipements du laboratoire.

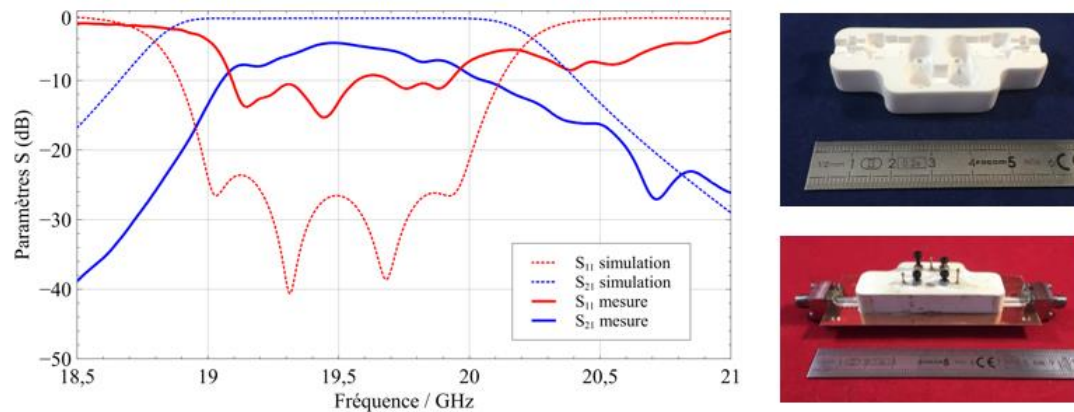


Figure 104 : à droite, visualisation du filtre en alumine avant métallisation, puis vue du prototype complet, à gauche comparaison de la mesure avec la simulation

Les paramètres mesurés traduisent effectivement une grande sensibilité du prototype et ne mènent pas à des résultats concluants. Nous pouvons quand même noter la présence d'un niveau de pertes en transmission similaire au prototype précédent en aluminium, que nous attribuons principalement à la méthode de report, dont dépend la transition. L'adaptation est elle aussi insuffisante, ce qui peut être attribué à la grande sensibilité de la transition au montage.

Les vis de réglage n'ont pas eu assez d'effet pour compenser ces défauts. Leur présence, indispensable, nécessite davantage de travail en simulation pour qu'elles soient efficaces. La réponse n'a pas pu faire l'objet d'une extraction de schéma équivalent, car elle est trop éloignée de l'objectif fixé.

La Figure 105 présente ensuite le prototype en cordiérite. Celui-ci, moins lourd du fait d'une densité du matériau moins élevée, est cependant difficile à reporter à cause de sa taille. Une fois encore, les dimensions ne sont pas respectées à cause des tolérances de fabrication, elles sont néanmoins plus homogènes dans ce cas. Ici, seules des vis de réglage pour les résonateurs ont pu être insérées (avec un diamètre inférieur à celui prévu, du fait de la réduction des trous lors de la réalisation).

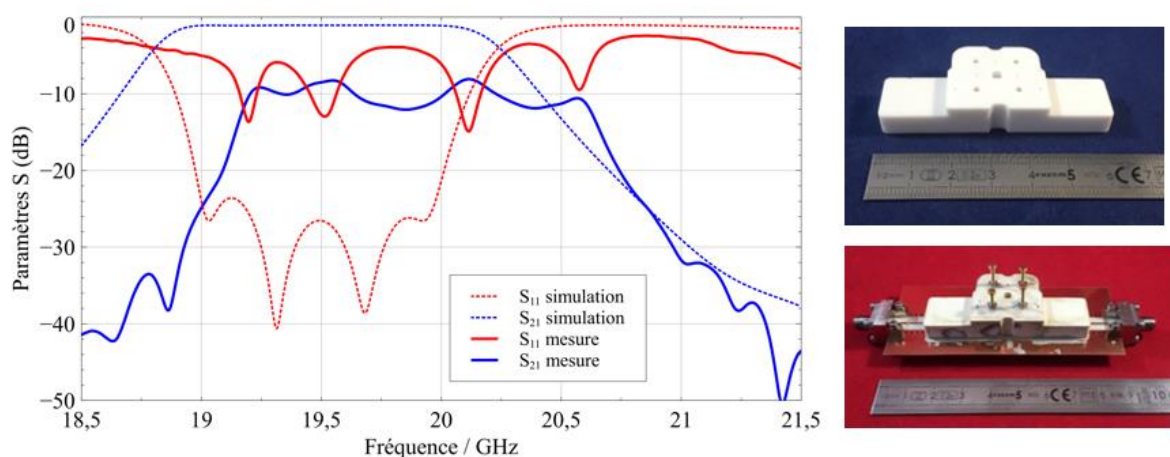


Figure 105 : à droite, visualisation du filtre en cordiérite avant métallisation, puis vue du prototype complet, à gauche comparaison de la mesure avec la simulation

Comme précédemment la réponse en fréquence présente des performances bien en deçà des simulations. L'assemblage étant réalisé dans les mêmes conditions que précédemment, nous retrouvons des problèmes similaires. Il est à noter cependant que les 4 pôles du filtre sont observables. Une extraction de matrice de couplage (voir annexe 3) a ainsi pu être réalisée. Celle-ci est présentée sur la Figure 106. Les résultats de cette extraction montrent que le défaut principal est le manque de couplage aux accès du filtre. Les autres paramètres extraits de la matrice sont proches de la matrice objectif. Cela confirme bien qu'une transition mal reportée est trop sensible, et ne permet pas un bon couplage.

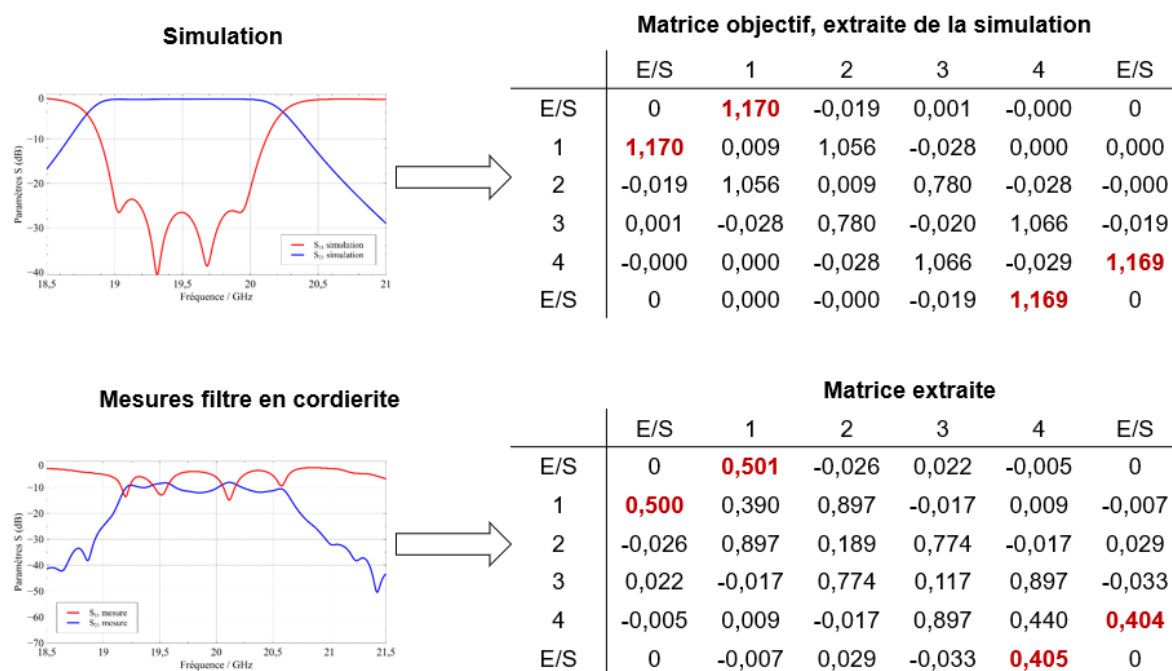


Figure 106 : extraction des matrices de couplages pour l'analyse de la réponse obtenue avec le filtre en cordierite

Pour approfondir l'analyse de ce filtre, nous avons réalisé de nouvelles synthèses du filtre sur la base de la matrice de couplage extraite dans la Figure 106. L'objectif est de maintenir une part des coefficients de cette matrice (notamment les couplages dits parasites), et de n'agir que sur certains paramètres choisis. Ces coefficients choisis sont potentiellement ajustables grâce à la procédure d'assemblage ou aux vis de réglage.

Dans cette synthèse nous avons tout d'abord modifié les couplages inter-résonateurs 1-2 et 2-4 et les couplages aux accès. Les valeurs objectifs ont remplacé les valeurs extraites. Un meilleur recentrage de la bande de fréquence se produit, comme le montre la Figure 107. L'amélioration peut donc être obtenue par un prototype avec des vis de réglage plus fonctionnelles.

Ensuite, nous avons réalisé le même principe de rétro-analyse en jouant sur les fréquences centrales des résonateurs. La réponse obtenue en Figure 108 montre alors une meilleure adaptation. Ainsi, les principales actions à mener pour un second prototypage de filtre fonctionnel consiste à s'assurer de l'adaptation en entrée, via la transition, et de la bonne dynamique des vis de réglages.

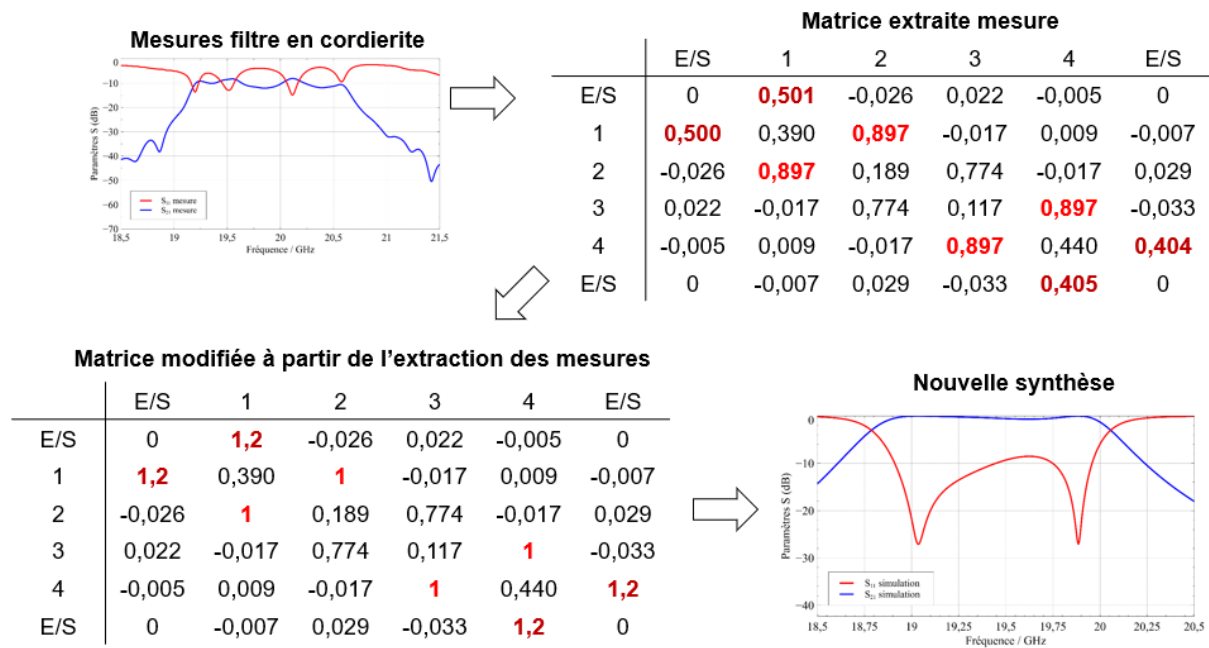


Figure 107 : rétro-analyse de la mesure en modifiant les couplages inter-résonateurs et couplages aux accès

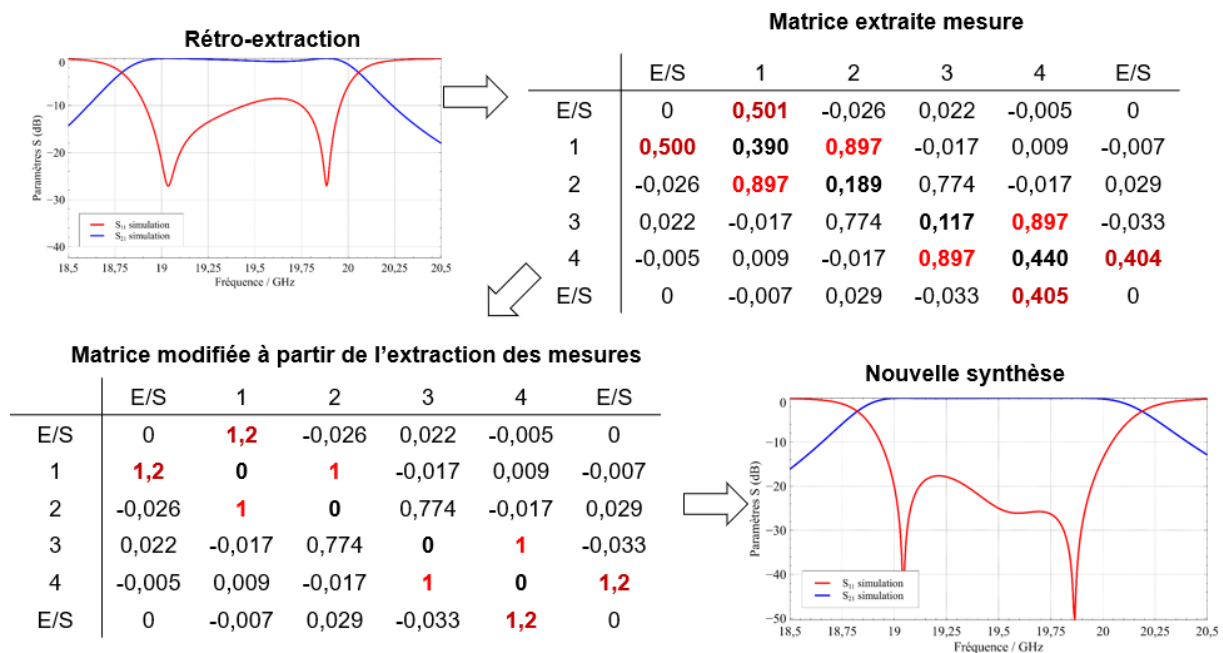


Figure 108 : rétro-analyse de la mesure en modifiant les fréquences centrales des résonateurs

Les résultats obtenus sont donc toujours limités par la faible qualité du report. La première série de prototype nous a permis d'identifier plusieurs problèmes majeurs dans la réalisation de tels dispositif. Nous estimons que sur la base de cette expérience, des cycles de prototypage supplémentaires permettraient d'aboutir à des solutions satisfaisantes.

IV.2.2. Mesures en température des prototypes

Les perturbations amenées par des variations de la température ont d'abord été étudiées en simulation. La Figure 109 quantifie ces déformations : le dispositif en aluminium subit une dérive importante qui conduit à une augmentation de bande passante et à une désadaptation, tandis que le dispositif en cordiérite préserve une stabilité thermique.

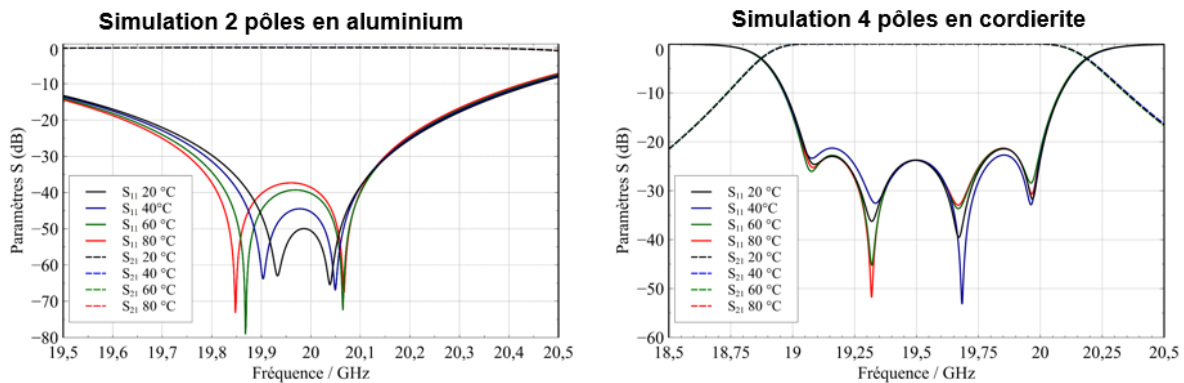


Figure 109 : simulation en température des deux concepts de filtre en cavité

Toutes les mesures en température souhaitées n'ont pas pu être réalisées. Les dispositifs précédents sont trop bruités et éloignés de la réponse attendue pour permettre un suivi en température correct. Un problème supplémentaire est apparu lors de l'utilisation intensive de l'analyseur de réseau : l'étalonnage de ce dernier subit en effet une forte dérive du fait de sa trop grande proximité avec l'enceinte. Les échanges de chaleur en jeu perturbent grandement la stabilité de l'étalonnage et de la mesure. Pour illustration, la mesure en température du 2 pôles en aluminium est présentée en Figure 110. Nous observons bien que la perte de la stabilité de l'étalonnage vient fortement perturber la mesure, avec l'apparition d'ondulations caractéristiques sur la mesure des paramètres S.

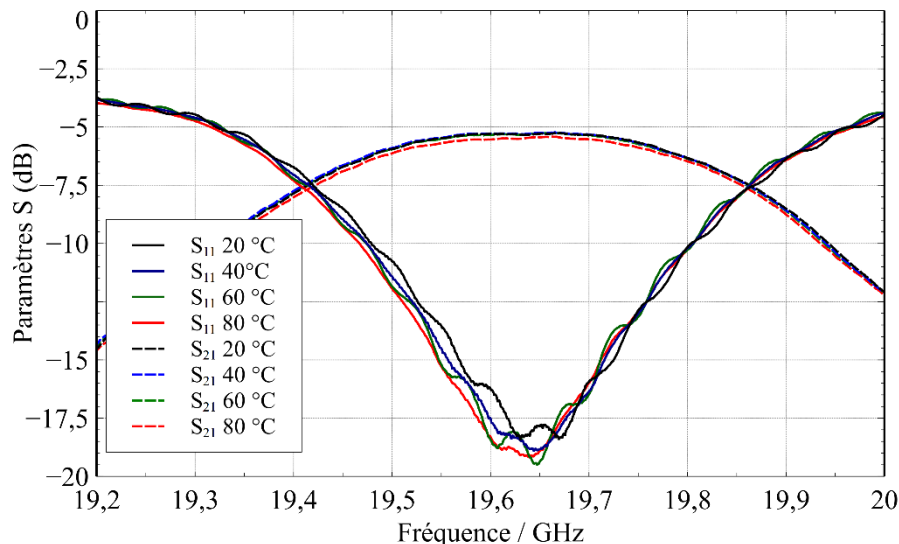


Figure 110 : mesures en température du dipôle en aluminium

Il est donc aussi important de contrôler l'environnement des équipements de mesures et particulièrement de l'analyseur de réseau (à l'aide d'une salle climatisée, des câbles plus longs qui séparent davantage les équipements...). La mesure température du filtre en cordiérite et des prochains prototypes est donc prévue quand ces problèmes auront été résolus.

IV.3. Filtres compensés en température

Nous présentons dans cette partie la conception des filtres utilisant les concepts de compensation en température grâce à un changement de permittivité du matériau résonnant. Nous avons étudié deux concepts différents : pour l'un, des résonateurs diélectriques sont insérés dans une cavité en aluminium, pour le second, le matériau diélectrique est découpé pour former le filtre reportable. Ce dernier concept est présenté seulement en simulation.

IV.3.1. Résonateurs diélectriques utilisant les échantillons commercial E3634

Nous avons réalisé ce prototype avec les échantillons E3634 de la société Exxelia, d'une permittivité de 34 et d'un τ_f de +6 ppm/°C. Le filtre sera donc surcompensé, de manière analogue au résonateur étudié dans le chapitre 3. La Figure 111 en montre la conception. Une cavité en aluminium accueille les 4 résonateurs pour former un filtre 4 pôles. Le couplage inter-résonateurs est contrôlé par les iris et/ou par la distance entre chaque résonateur.

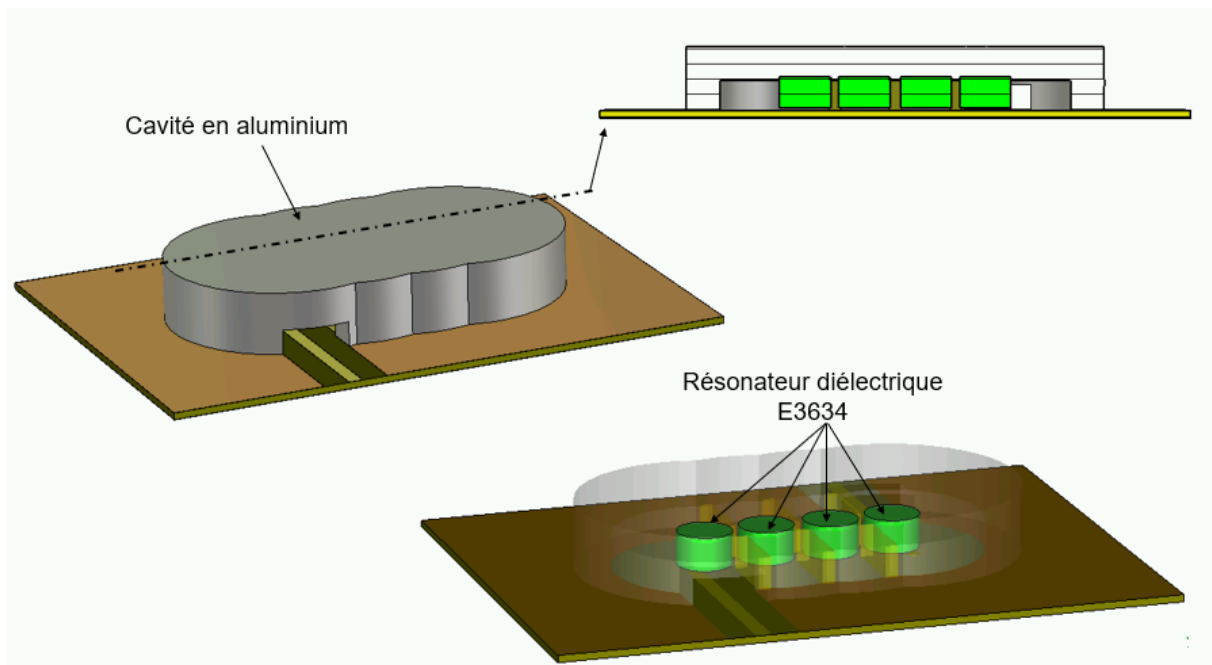


Figure 111 : vue CAO du filtre à résonateur diélectrique avec les échantillons E3634

La Figure 112 présente les résultats de mesure, comparés à la simulation électromagnétique du dispositif. Grâce à la forte permittivité, la taille du prototype est réduite (<20mm) mais l'assemblage manuel au laboratoire devient très complexe. Des vis de réglage permettant d'ajuster la fréquence centrale ont été placées au-dessus des résonateurs pour compenser les défauts de fabrication. Malgré cela, la réponse de filtre reste très dégradée. Parmi les explications possibles, nous avons noté la présence de colle diélectrique entre les résonateurs et les vis de réglages, ce qui empêche le réglage avec ces vis et dégrade les performances du filtre.

La matrice de couplage a été extraite pour affiner la recherche des problèmes (Figure 113). Il apparaît que les couplages entre les résonateurs et les couplages aux accès sont éloignés des valeurs objectif.

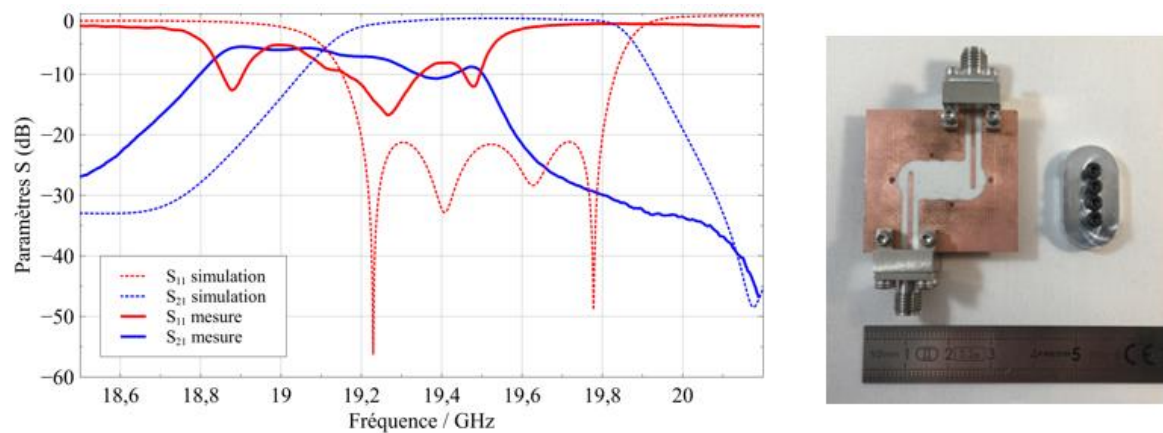


Figure 112 : à droite, vue des parties du prototype, et à gauche comparaison entre la simulation et la mesure

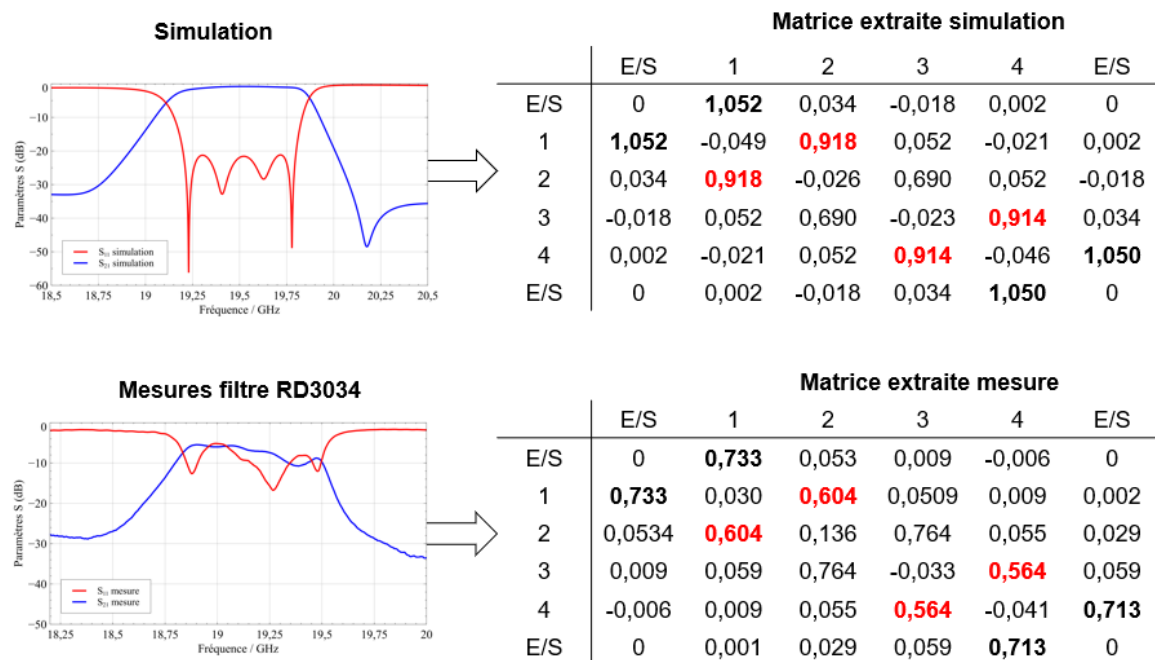


Figure 113 : extraction de la matrice de couplage de la mesure, et comparaison avec la matrice objectif

Pour affiner la recherche, nous avons à nouveau procédé à une synthèse du filtre à partir de la matrice de couplage extraite de la mesure, Figure 114. Les couplages aux accès et les couplages inter-résonateurs 1-2, 3-4 ont été modifiés : le filtre obtenu se rapproche alors fortement de la réponse souhaitée.

La réalisation d'un nouveau prototype doit donc assurer les couplages aux accès et les couplages inter-résonateurs (à l'aide de dispositifs de réglage) pour compenser les défauts de fabrication.

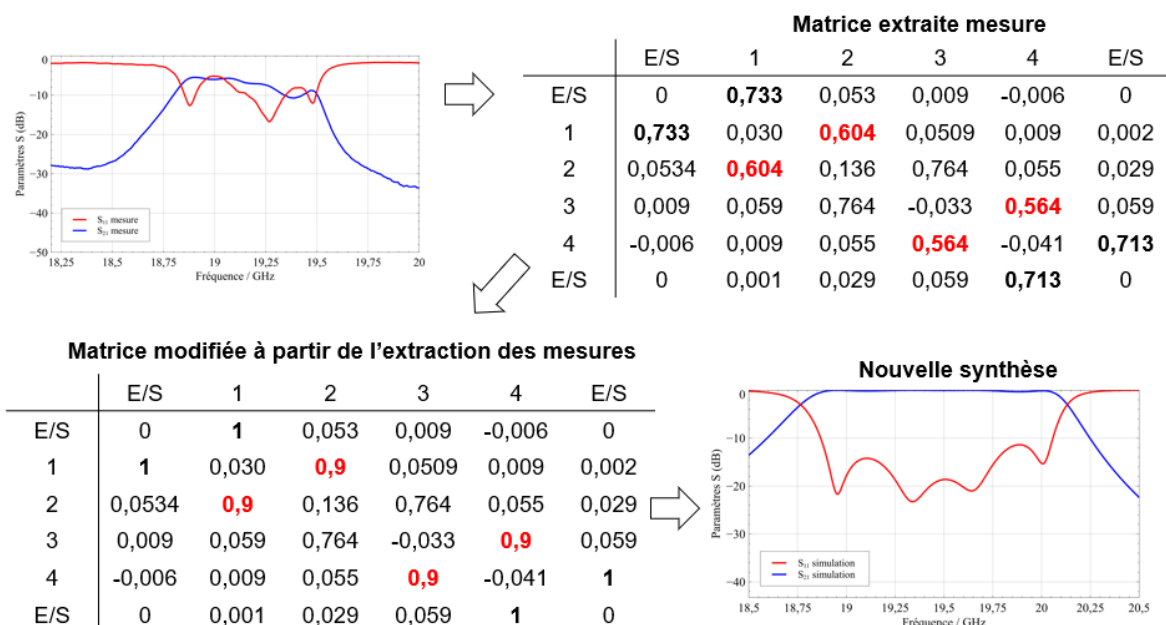


Figure 114 : rétro-analyse de la mesure, en modifiant un couplage inter-résonateurs et les couplages aux accès

IV.3.2. Résonateurs diélectriques utilisant les échantillons développés avec le laboratoire Ircer

A partir du prototype du paragraphe précédent, nous avons cherché à améliorer le concept de résonateur diélectrique en prenant en compte les limitations mises en évidence. Nous avons travaillé à la conception d'un filtre 3 pôles avec ces résonateurs diélectriques : cette conception a été réalisée par Aurélien Périgaud. Pour les résonateurs diélectriques, nous avons utilisé l'alumine faibles pertes compensée en température, développée conjointement avec le laboratoire Ircer. Cette collaboration nous permet notamment un accès à un large choix de compositions pour atteindre la stabilité thermique.

Pour éviter les problèmes de collage décrits pour le précédent dispositif, nous avons également choisi d'assembler en pression les résonateurs avec la cavité. La colle sert cependant à assembler la partie métallique avec le substrat. Un évidemment plus important autour des vis de réglage doit également permettre plus d'impact sur l'ajustement post-production de la réponse électromagnétique. Les résonateurs diélectriques étant maintenant en contact avec le substrat, sans interface de liaison, nous avons changé la forme de la ligne d'excitation. Cela a permis un assemblage sans superposition entre le résonateur et la ligne. La permittivité de ces résonateurs est de l'ordre de 13,5 (selon la composition), ce qui rend possible un dispositif plus volumineux à la fréquence à laquelle nous travaillons, et facilite par conséquent la procédure d'assemblage.

La Figure 115 présente les vues du dispositif. Les contraintes de temps de conception et de fabrication n'ont pas permis d'optimiser les tailles des résonateurs diélectriques pour garantir une isolation modale suffisante. La conception du filtre avec cette nouvelle taille de résonateur, pour laquelle le mode TE_{018} résonne à 20 GHz, génère une fréquence parasite proche de la bande passante. La solution mise en œuvre pour éviter cet inconvénient a été l'ajout de poches réparties à 120° les unes des autres, et proches des résonateurs pour décaler cette résonance parasite.

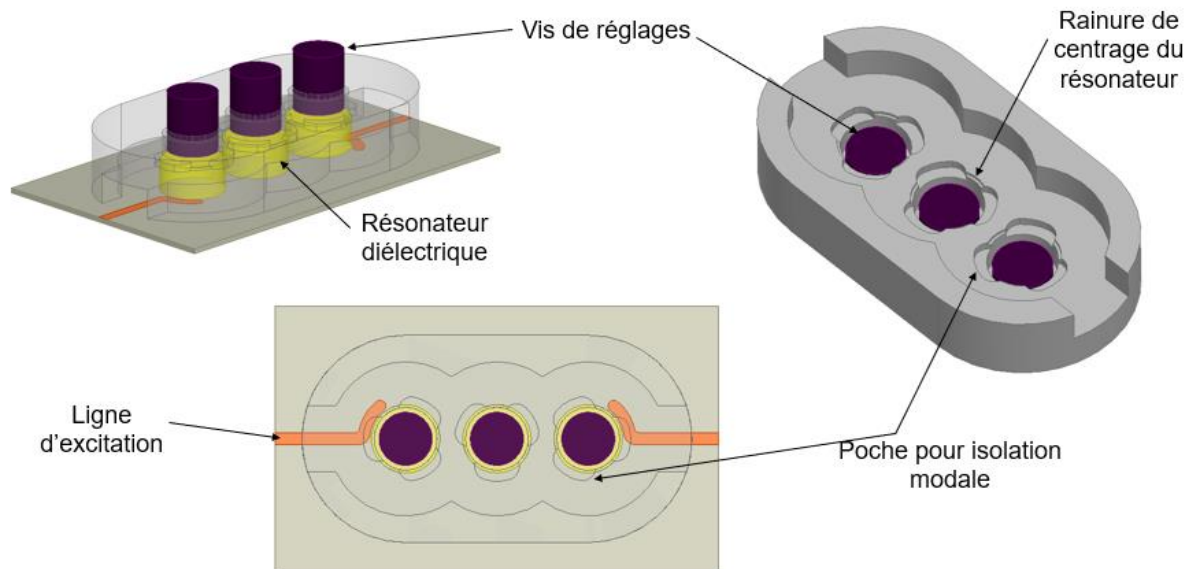


Figure 115 : conception d'un filtre trois pôles avec les échantillons de l'Ircer

La Figure 116 présente la réponse attendue en simulation. La compensation en température du prototype ne sera pas réalisée correctement car la composition utilisée est identique à celle utilisée pour le chapitre précédent. Or, la taille de la cavité en aluminium est ici réduite, et sa compensation nécessiterait une composition amenant un τ_f négatif.

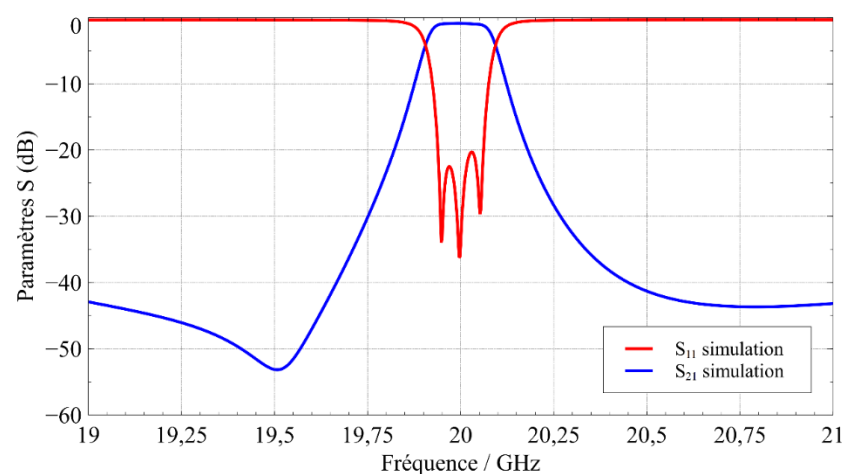


Figure 116 : simulation du filtre 3 pôles

La Figure 117 montre la réalisation de ce prototype, reportée sans colle sur le substrat. Cette première mesure a pour but de valider les améliorations mises en œuvre sans fixer définitivement les RD dans la cavité, pour permettre une réutilisation ultérieure. Bien que la bande passante ne soit pas centrée sur 20 GHz, nous observons une nette amélioration de la réponse mesurée, celle-ci possède la bonne largeur de bande passante (200 MHz) et une adaptation convenable sur le S_{11} ($|S_{11}| < -13$ dB). La réalisation de la cavité en aluminium est cependant encore insuffisante (notamment à cause d'un délai de fabrication un peu court). Les RD ne sont pas correctement tenus dans la cavité à cause d'un trop grand jeu entre les pièces, nous ne maîtrisons alors plus correctement la symétrie et les couplages aux accès. L'observation des matrices de couplages extraites (Figure 118) montre une différence

importante entre les couplages aux accès. Ceci, additionné à la présence de pertes non-maitrisées sur les résonateurs d'entrée et de de sortie, est à l'origine des différences observées entre les paramètres S_{11} et le S_{22} .

Les vis de réglages permettent dans ce cas de compenser une grande partie des tolérances de fabrications, mais leur dynamique de réglage est encore insuffisante pour recentrer correctement le filtre. La réponse est notamment beaucoup plus basse en fréquence à cause d'une côte de fabrication non respectée, qui augmente de quelques millimètres la taille de la cavité. Une itération supplémentaire de conception serait nécessaire pour atteindre une réponse en accord avec la simulation. Le concept prouve ici son indépendance vis-à-vis du report, aucun des composants ne sont collés pour cette mesure.

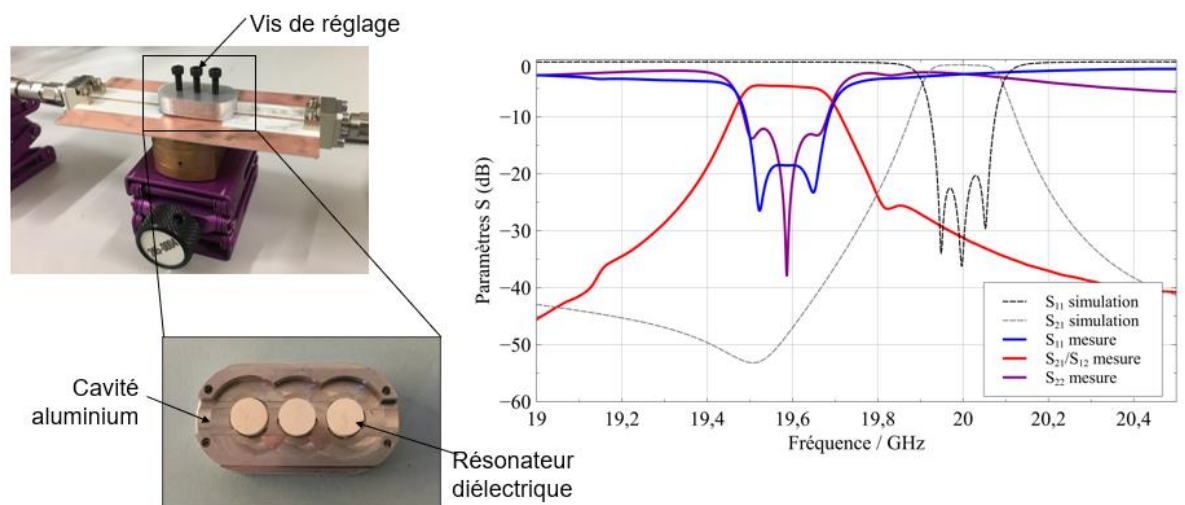


Figure 117 : mesure du prototype de filtre à RD 3 pôles, visualisation du prototype.

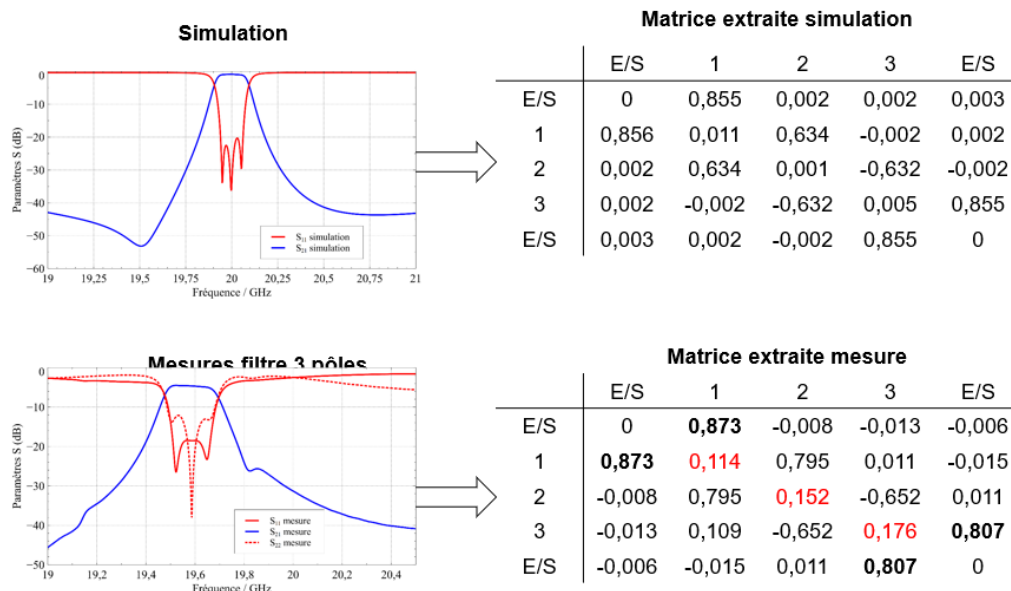


Figure 118 : rétro-analyse de la réponse du filtre mesuré, comparée à l'extraction de matrice de la réponse simulée

Ce concept étant un des plus prometteur, nous avons également travaillé sur une autre topologie de filtre. Les Figure 119 et 120 présente un filtre avec 4 pôles et 2 zéros de transmission, et sa réponse en paramètres S. Nous utilisons la flexibilité autorisée par cette technologie : un couplage supplémentaire entre les résonateurs d'entrée et de sortie a été effectué avec une ligne microruban pour créer les zéros de transmission autour de la bande passante.

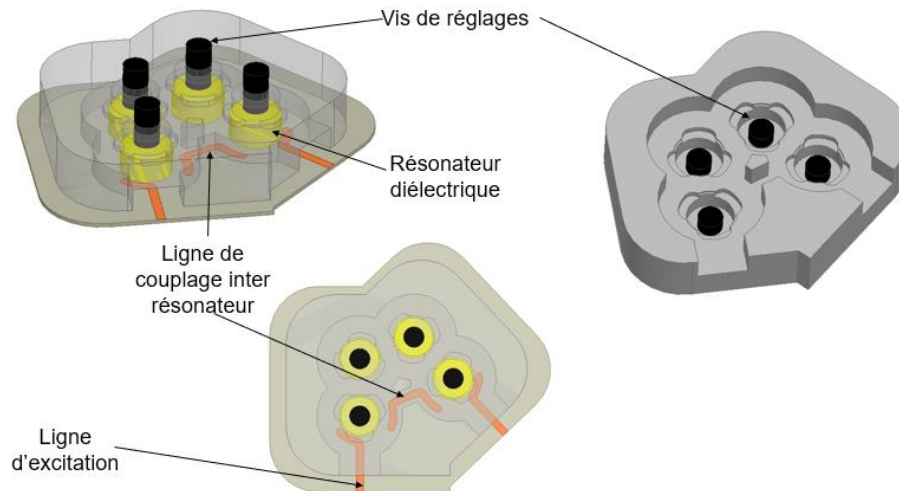


Figure 119 : concept d'un filtre 4 pôles avec deux zéros de transmission

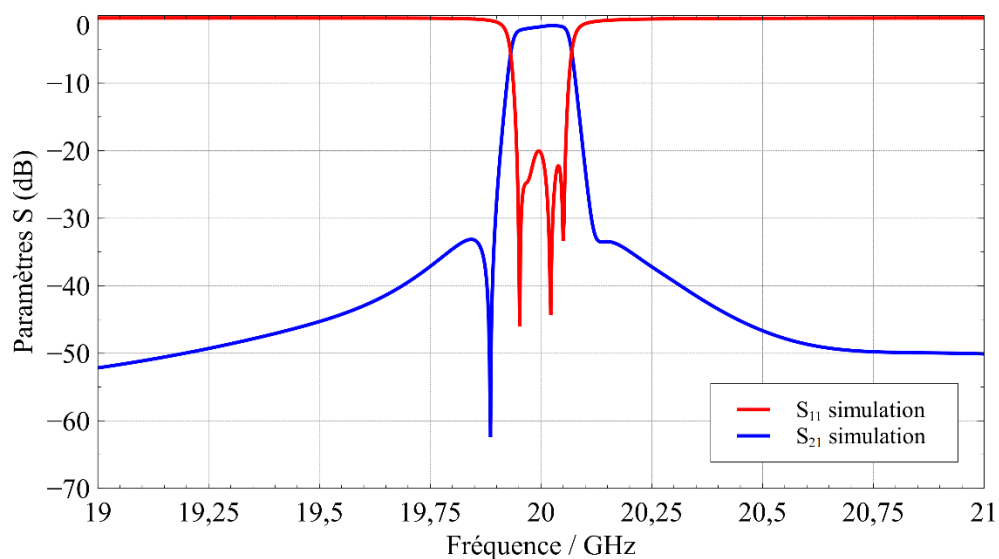


Figure 120 : simulation du concept du filtre à 4 pôles et 2 zéros

La solution de filtre à RD compensé en température apparait comme très satisfaisante. La réalisation fonctionnelle nécessitera 2 ou 3 cycles de prototypage, pour vérifier la faisabilité de la fonction hyperfréquence, le τ_f du RD adéquat sera alors déterminé pour la compensation en température (qui dépend de la géométrie de la cavité).

IV.3.3. Mesures en température

Seul le filtre à résonateur E3634 (Figure 122) a pu être mesuré en température à cause des contraintes énoncées en IV.2.2. Le filtre est surcompensé par les résonateurs comme le prévoit la simulation (Figure 121). La composition optimale selon les contraintes de température n'a pas pu être utilisée : la taille des échantillons ayant été imposée, nous avons dû réaliser une optimisation sur la réponse électromagnétique, et non pas sur la réponse en température.

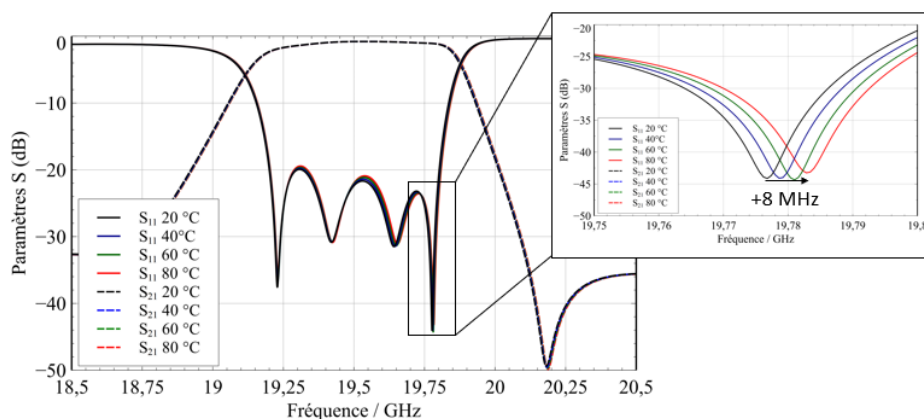


Figure 121 : simulation en température du filtre à résonateur diélectrique E3634

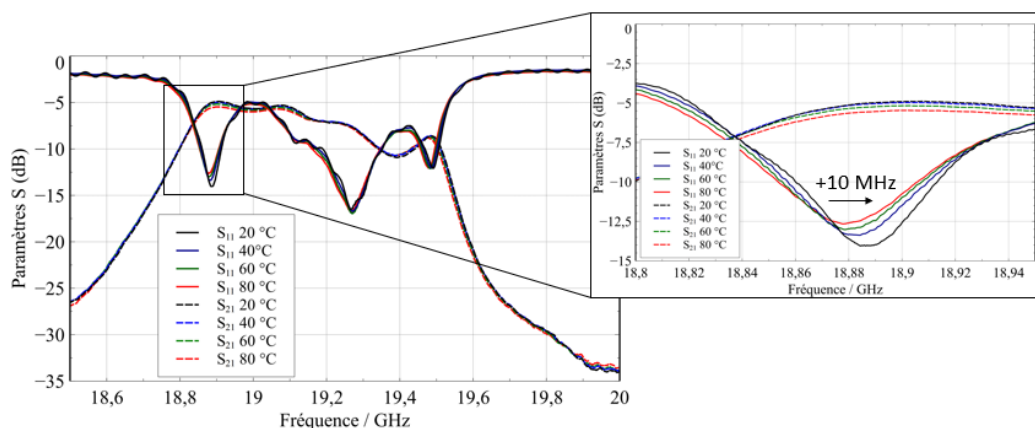


Figure 122 : mesure en température du filtre à résonateur diélectrique E3034

IV.3.4. Filtre plein reporté en surface

Le matériau faibles pertes développé avec l'Ircer peut aussi être utilisé dans le concept de résonateur plein reporté sur substrat évoqué dans le chapitre 3. La Figure 123 détaille la conception du dispositif : un filtre 4 pôles de type Tchebycheff. Les précédents essais ont été intégrés à la conception pour améliorer les résultats.

Le corps du filtre est taillé dans un bloc de matériau, les iris de couplage sont usinés sur un côté, en une fois, pour limiter les découpes. Cette pièce doit ensuite être métallisée, puis le motif d'excitation est gravé sur les résonateurs d'accès du filtre. La technique de report, point toujours critique, a été ici modifiée. Ce nouveau motif d'excitation doit être connecté à la

ligne de transmission du substrat, pour assurer le fonctionnement du filtre sur le mode TE_{101} . Le substrat présente dans ce cas des lignes coplanaires, avec des vias pour assurer l'isolation.

Le dispositif étant de petite taille du fait de l'absence de cavité (évidée) et d'une métallisation externe du dispositif, il devient nécessaire de le manipuler avec des machines de positionnement et de report industrielles. La soudure à refusion, présentée dans la référence [105], semble être la technique donnant les meilleurs résultats pour ce prototype.

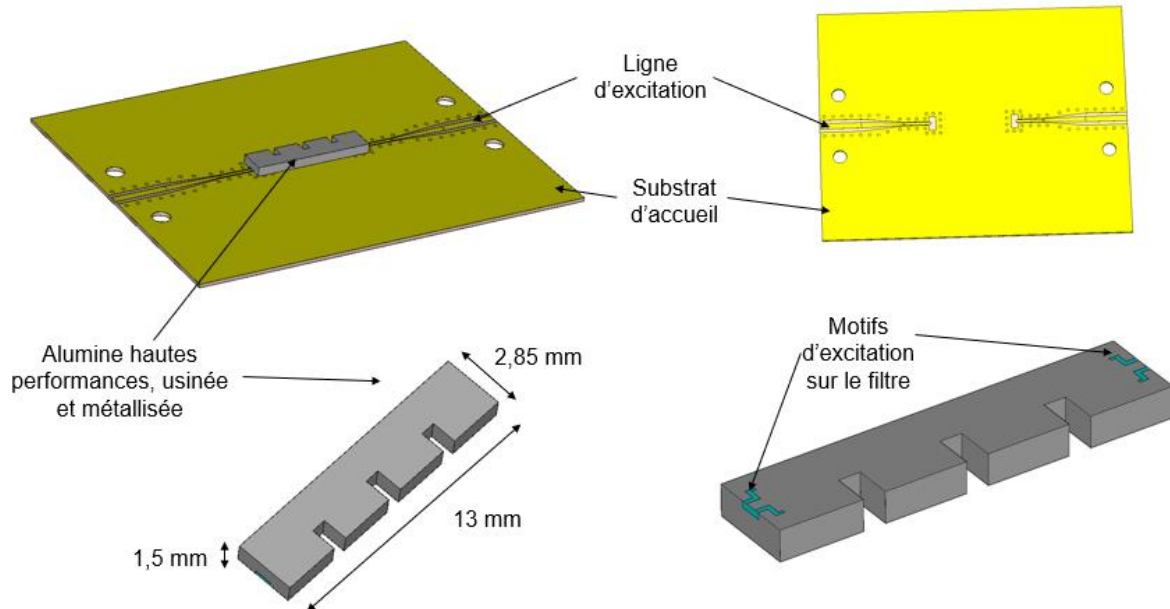


Figure 123 : Vue CAO de la conception du filtre en alumine faibles pertes compensé en température

La Figure 124 montre les résultats de simulation du dispositif. La compensation en température est assurée en utilisant la composition adéquate d'alumine. Cette composition doit permettre d'atteindre une valeur de TCP du double de la valeur du CET et de signe opposé, pour compenser ce mode ([63]). Cela est confirmé par la simulation.

Ce concept est aussi une bonne réponse à la problématique en termes de compensation, et de rapport taille/volume ; en revanche, un très haut niveau de maîtrise du report s'avère indispensable pour ce type d'objet.

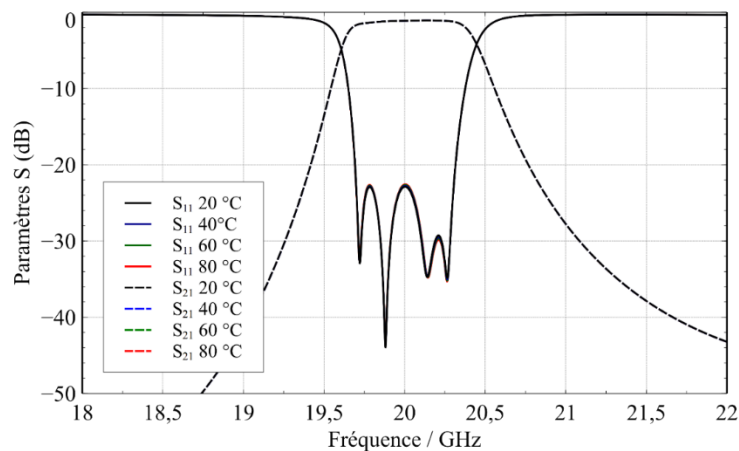


Figure 124 : paramètres S et simulation en température sur les dimensions du filtre, et compensation avec le changement de permittivité

IV.4. Perspectives

Cette dernière partie présente les perspectives directes de notre travail. Nous montrons ici les concepts et simulations issus de l'expérience des précédents travaux qui pourront être pris en considération dans les développements futurs de nos recherches.

IV.4.1. Dispositifs à cavité reportée

La première catégorie de solution étudiée est le concept de cavité constituée d'un milieu homogène dans lequel s'établit la résonance. Nous avons montré dans le chapitre précédent les capacités de tels dispositifs. Les thèmes développés sont des améliorations pouvant permettre de meilleures performances en termes de report sur substrat.

IV.4.1.1. Cavités évidées

Les principales améliorations proposées portent sur l'aspect report des cavités. La zone de contact entre la cavité d'entrée du dispositif et la ligne de transmission du substrat est très sensible, car elle demande une double liaison, mécanique et électromagnétique, pour assurer un bon couplage hyperfréquence et une bonne solidité de l'ensemble.

Décorrélérer les aspects de cette double liaison pourrait amener une amélioration. La technique de nœuds non-résonnants, présentée en [114] et [115], a pour but de coupler le filtre principal par une cavité extérieure non synchronisée, fonctionnant ou non sur le même mode que le filtre. Cette technique s'opère bien sûr au détriment de la taille globale du dispositif, mais il est alors possible de travailler de manière indépendante sur la transition ligne de transmission vers cavité de couplage. Le couplage entre la cavité d'entrée et ce nœud non résonnant se fait alors de manière classique. Nous avons envisagé ce type de solution, car il permet également de séparer les éléments à travailler indépendamment les uns des autres. Une transition est développée pour assurer la jonction entre le substrat d'accueil et l'accès du filtre, ce dernier est alors conçu en fonction de ces accès, mais sans être dépendant du substrat. Idéalement ces deux parties ne sont plus en contact. Le filtre n'ayant plus point de contact direct, les dilatations sont moins difficiles à maîtriser. Bien que cela soit envisageable, avec des résonateurs intégrés [116], le principal inconvénient rencontré tient aux valeurs de couplage électromagnétique réalisables, trop faibles entre les lignes et les cavités de couplage.

Une autre solution intéressante pour limiter les points de contacts entre le filtre à reporter et le substrat d'accueil est l'emploi de structures périodiques pour former des guides à bandes interdites ou « groove gap ». Le concept consiste à confiner le champ électromagnétique en utilisant une structure périodique, [117] et [118], tout en évitant d'avoir à gérer un contact électrique dans les parties fonctionnelles du dispositif. Cette technique peut être adaptée aux dispositifs intégrés [119], [120], et utilisé couramment pour la montée en fréquence des systèmes.

La Figure 125 présente une première ébauche d'un travail effectué dans cette technologie. Les points de contact entre dispositif et substrat d'accueil, et donc les potentiels problèmes d'interfaces thermomécaniques sont ici limités, sans être totalement supprimés. Les modes excités sont similaires à ceux des cavités classiques, mais en moins grand nombre,

du fait de la nature des conditions générées. La simulation présentée Figure 125 valide ce principe, mais il doit être d'avantage travaillé pour conduire à une solution optimale.

La compensation en température se fera dans ce cas par l'utilisation de matériaux hautes performances comme la cordiérite. La possibilité d'impression 3D avec ce matériau offre aussi de nombreuses possibilités intéressantes pour la réalisation d'un prototype avec une structure à bande interdite.

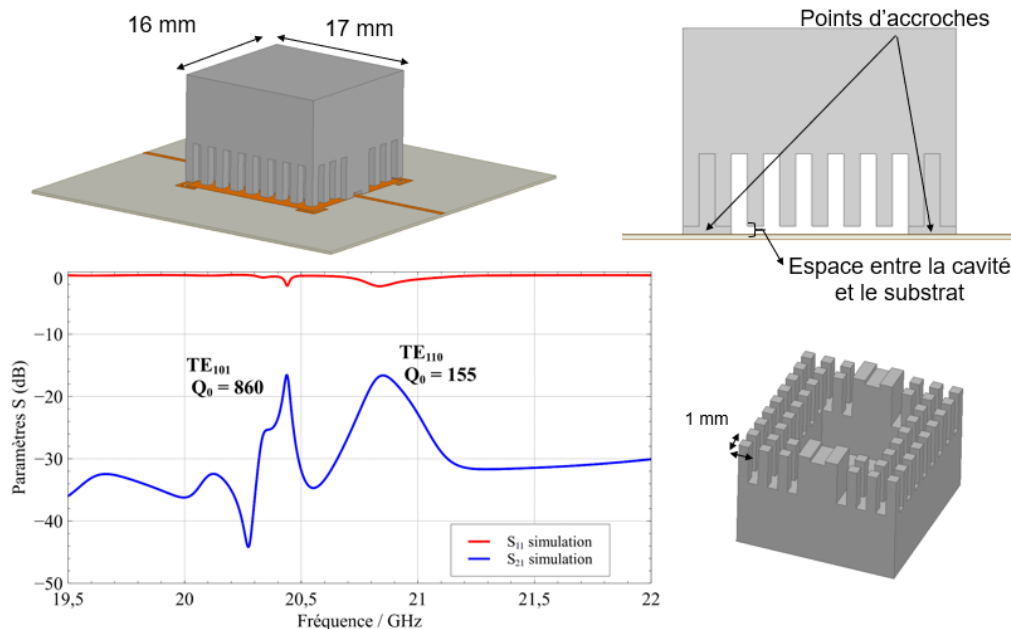


Figure 125 : concept de cavité reportée utilisant une structure groove gap

IV.4.1.2. Cavités reportées

Nous avons précédemment étudié deux types de cavités reportées, des structures évidées pour éviter les pertes diélectriques et des structures à milieu diélectrique homogène pour compacter le système final. Dans les deux cas, un soin particulier est à apporter au report, qui doit respecter les contraintes mécaniques, thermiques et électromagnétiques mises en jeu. Cet aspect, comme nous l'avons vu, requiert encore de nombreuses études.

D'autres réflexions sont à mener pour diminuer les tailles de dispositifs et, pour les optimiser grâce à l'impression 3D. On peut notamment utiliser des structures fonctionnant sur des modes duaux, ce qui a été fait sur le filtre dual-mode présenté en IV.2.1.1. La référence [121] présente un exemple d'approche pour aller plus loin dans ce concept. Nous pouvons imaginer une cavité de ce type fabriquée en cordiérite, pour la stabilité thermique puis reportée sur un substrat. Cela constituerait un élément de réponse à la problématique, permettant de diminuer le volume.

Un autre aspect intéressant sur lequel on peut agir est l'optimisation de forme permise par les nouvelles techniques d'impression. Cette liberté supplémentaire dans la conception permet des structures originales pouvant atteindre des performances et des qualités dépassant les solutions classiques [113]. L'inconvénient est cependant que le comportement de ce type de forme optimisée devient plus complexe à prévoir par des approches d'ingénierie.

IV.4.2. Dispositif à matériaux diélectriques

Les matériaux diélectriques à faibles pertes permettent de diminuer le volume des dispositifs, tout en assurant une compensation en température. Ils répondent donc très bien à la problématique de cette thèse.

IV.4.2.1. Combinaison de concept : résonateur diélectrique et anneaux empilés

Pour poursuivre les travaux des résonateurs diélectriques et leur intégration sur une carte d'accueil, nous avons réfléchi à un concept utilisant le résonateur à anneaux empilés. L'idée est alors de constituer le boîtier du résonateur diélectrique (précédemment en métal) par le résonateur en anneaux empilés. Cette technique est concevable, car les orientations des champs des modes TE_{011} et TE_{018} sont similaires. Le blindage horizontal imposé par les anneaux de cuivre permet le confinement du mode de fonctionnement du résonateur diélectrique. De même, l'excitation grâce à une fente sous la ligne de transmission est toujours possible. La Figure 126 présente la conception de ce type de résonateur, et il est également possible d'envisager la réalisation de filtres. De plus, nous pouvons imaginer des solutions de réglages à l'aide de vis placées dans un plan inférieur ou supérieur, au niveau des cylindres diélectriques, pour régler la fréquence centrale des dispositifs.

La compensation en température doit être, dans ce cas, assurée par le résonateur diélectrique en choisissant ses variations de permittivité pour qu'elles compensent les dilatations de la cavité formée par les anneaux de cuivre.

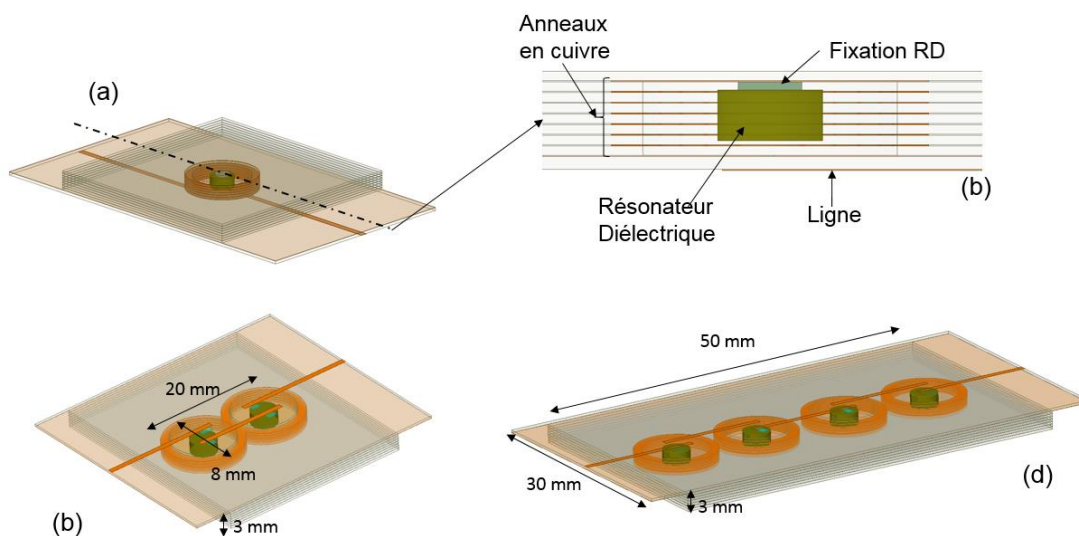


Figure 126 : (a) vue CAO du principe d'assemblage ; (b) vue en coupe de la disposition ; (c) et (d) dimensionnement d'un filtre dipôle et d'un 4 pôles avec une permittivité de résonateur de 34 (Catalogue Exxelia) pour une fréquence centrale de 20 GHz

Les simulations de principe confirment la validité du concept pour un résonateur. Cela permet de combiner les avantages de chaque matériau. L'utilisation du substrat d'accueil comme corps de la cavité permet de réduire le nombre de matériaux, et par conséquent les problèmes d'interface inter-matériaux. Les excellentes performances du résonateur diélectriques doivent permettre d'obtenir de forts facteurs de qualités. La combinaison de ces matériaux peu denses conduit également à un dispositif final relativement léger et compact,

d'autant plus que la permittivité du résonateur diélectrique est élevée. Le couplage en entrée, point bloquant du résonateur à anneaux empilés, doit également être amélioré par l'utilisation de mode de résonateur diélectrique. Les inconvénients et les difficultés de réalisation se trouveront dans l'élaboration de l'assemblage et du report du résonateur diélectrique.

IV.4.3. Conclusion et perspectives

La compensation ou la stabilisation des résonateurs a fait l'objet de plusieurs études sur différents prototypes dans ce manuscrit. Mais comme nous l'avons présenté dans les paragraphes précédents, de nombreuses autres solutions mériteraient d'être étudiées pour évaluer leur pertinence. Parmi elles, l'utilisation de l'alumine hautes performances, à faible pertes et compensée en température serait un avantage certain pour les prochains dispositifs. Le concept de guide à bande interdite est, quant à lui, très prometteur dans le cadre d'une montée en fréquence, et pour limiter les contacts et les interfaces entre les matériaux.

Enfin, différentes configurations de filtres peuvent être également réalisées et évaluées. Il serait également utile de réaliser des filtres très faible bande pour pouvoir étudier en profondeur l'influence des couplages lors des changements de température sur la réponse fréquentielle. De nombreux travaux peuvent ainsi encore être menés pour améliorer les solutions proposées et répondre à une demande du secteur spatial concernant ce type de dispositif.

IV.5. Conclusion du chapitre

Nos travaux ont permis d'apporter un certain nombre de réponses à la problématique de cette thèse. L'objectif était de proposer des solutions pour le report de composants volumiques filtrant sur une carte d'accueil de type PCB. Cependant, comme nous l'avons vu dans ce chapitre, de nombreuses limitations apparaissent et doivent encore être travaillées.

Le report de dispositif pour assurer une transition thermomécanique et électromagnétique fiable demande à pouvoir concilier les contraintes liées à chaque domaine de la physique. Les techniques et technologies utilisées demandent à être maîtrisées, voire même améliorées, pour aboutir à une solution répondant parfaitement aux contraintes amenées par la thermomécanique. Pour cela, il faut disposer de moyens de prototypage adéquat pour chaque technologie. Les filtres réalisés dans cette partie ont été principalement limités par les aspects « technologies de fabrication ».

Les concepts de filtres présentés dans cette partie, sont repris et comparés dans le Tableau 29. Certains prototypes ont pu être construits et mesurés, mais de nombreuses limitations sont apparues.

Les filtres à cavités reportés présentent des difficultés de couplage à l'accès. Une solution a été proposée, la transition ligne microruban vers guide d'onde, cependant celle-ci demeure incomplète parce que son report n'est pas parfaitement maîtrisé. Bien que ces dispositifs répondent aux besoins en termes de compensation et de facteur de qualité, leur volume important les rends moins compétitifs.

Les filtres à résonateurs diélectriques requièrent, quant à eux, un assemblage méticuleux pour présenter de bonnes performances. Mais ce concept paraît très adapté à nos objectifs : l'assemblage final est compact (quelques dizaines de millimètres), léger (faible densité de l'aluminium et de l'alumine compensé) et potentiellement stable en température. Il demande cependant davantage de réflexion dans la conception et la compensation, les deux aspects étant liés par les compositions disponibles des matériaux diélectriques.

Le concept à cavité pleine est également très pertinent de par sa compacité et peut être aisément compensé en utilisant la bonne composition de céramique. Cependant, un tel dispositif est sensible aux techniques de production. Il est donc essentiel de les maîtriser et d'adjoindre à ces dispositifs des systèmes correctifs.

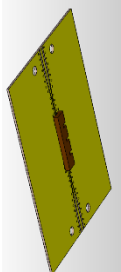
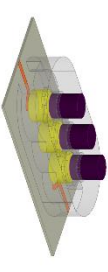
Principe	Visualisation	Matériaux	Volume occupé/ masse pour un filtre 4 pôles*	Bande de fréquence maximum estimée	Avantages	Inconvénients
Cavité vide reportée		Cordiérite	Volume = 9970 mm ³ Masse = 15,3 g	Jusqu'à 4% de la fréquence centrale	-1 seul matériau de fabrication -optimisation du concept avec une cavité sur mode dual ou optimisation de formes -synthèse de filtres classique -stabilisation en température par les matériaux -une seule étape de report	-sensible au report -sensible à la transition à cause du plan de coupe -volume important car résonance dans l'air
Cavité pleine reporté		Alumine faible pertes	Volume = 34 mm ³ Masse = 0,2 g	Jusqu'à 3% de la fréquence centrale	-1 seul matériau de fabrication -synthèse de filtres classique -compensation en température par le matériau -volume faible car résonance dans la matière (de permittivité élevée)	-sensible au report -compensation dépendant des compositions disponibles -plusieurs étapes de fabrication -réglage complexe
Résonateurs diélectriques		- Alumine faible pertes - Aluminium	Volume = 2,400 cm ³ Masse = 6 g	Jusqu'à 4% de la fréquence centrale	-moins sensible au report et au plan de coupe -volume maîtrisé en fonction de la permittivité des résonateurs diélectriques -compensation en température par combinaison des matériaux	-compensation dépendant des compositions disponibles -plusieurs étapes d'assemblages et de fabrications

Tableau 29 : synthèse du chapitre sur la conception de
filtres reportés, compensés en température

*estimation à partir des prototypes non-
retravaillés pour optimisation de masse

Conclusion générale

Le développement des composants microondes pour applications spatiales s'oriente actuellement pour répondre à la création de constellations de satellite. Dans cette optique, les solutions reportées sur carte imprimée sont très étudiées, dans le but de conserver une fiabilité vis-à-vis des contraintes d'utilisation dans un environnement extrême, avec de grandes amplitudes de température. C'est dans cette thématique que s'inscrivent les travaux présentés dans ce manuscrit. Nous avons étudié la conception de filtres hyperfréquences reportés en surface, à fort facteur de qualité et compensés en température. Une approche multiphysique a été réalisée pour déterminer les prérequis nécessaires, puis nous avons recherché des solutions pouvant répondre à nos besoins.

Nous avons tout d'abord exposé dans le premier chapitre le contexte et les contraintes d'utilisation des applications satellitaires. Les grands écarts thermiques que subissent les filtres provoquent des dilatations qui perturbent leur fonctionnement, et des stratégies sont donc mises en place pour contrecarrer ces effets indésirables. Nous avons présenté les solutions de filtrage existantes : les solutions à fort facteur de qualité (cavité volumique métallique) sont souvent encombrantes et compensées en température alors que les solutions compactes en PCB (planaire ou SIW) présentent de faibles facteurs de qualité et sont plus rarement compensées en température. Nous cherchons donc une solution respectant ces compromis, avec des facteurs de qualité d'environ 1000, compensée en température et reportée sur un substrat d'accueil.

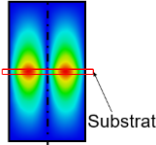
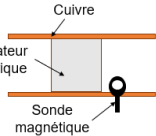
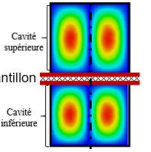
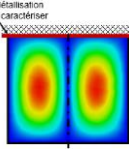
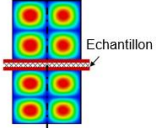
Paramètres caractérisés	Techniques	Schéma de principe	Matériaux caractérisés dans ces travaux
Permittivité et tangente de pertes en fonction de la température	Cavité cylindrique fendue		- RO4003C - RO4360G2 De chez RogersCorp
Coefficient thermique de fréquence	Hakki-Coleman		Plusieurs compositions des échantillons de l'Ircer
Conductivité en fonction de la température	Cavité cylindrique fendue		- Cuivre - Aluminium
	Cavité cylindrique à capot		
Coefficient d'expansion thermique	Cavité cylindrique fendue		- RO4003C - RT5580 - Aluminium - Alumine

Tableau 30 : synthèse des techniques de caractérisation selon les types de matériaux

Dans le deuxième chapitre nous avons cherché à obtenir des moyens de caractérisation des matériaux et de simulation des prototypes. En effet, pour anticiper correctement les dérives en fonction de la température des systèmes, il est préférable de connaître les propriétés des matériaux. Nous avons ainsi mis en place un banc de mesure en température pour caractériser les principaux paramètres nécessaires aux simulations multi-physiques. Les différentes techniques que nous avons utilisées sur les matériaux d'intérêt sont synthétisées dans le Tableau 30. Ces données multiphysiques ont ensuite permis d'alimenter les simulations électro-thermo-mécanique. Nous avons étudié la meilleure stratégie pour ce type de simulation mais un travail supplémentaire sera nécessaire pour finaliser l'utilisation d'un simulateur robuste, en accord avec la conception de composants microondes. Nous avons notamment identifié que la gestion du maillage pour chaque type de simulation était primordiale : pour simuler des phénomènes de très faible amplitude, le maillage électromagnétique doit se déformer en fonction des contraintes mécanique, cela pour s'extraire du bruit numérique lié au maillage. Nous avons appliqué une approche paramétrique sur nos simulations électromagnétiques mais cet aspect requiert encore de nombreuses études, notamment sur la liaison des simulations électromagnétique, thermique et mécanique.

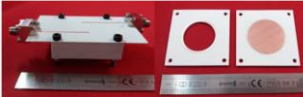
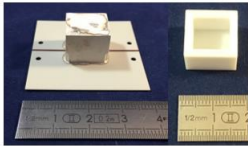
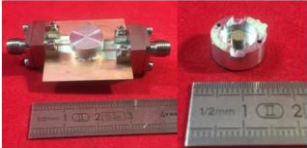
Dispositifs	Photos	Figure de mérite
Résonateur en anneaux empilés		$Q_0 \text{ max} = 1800$ Densité des substrats faible Compensation en température : $\tau_f = -0,6 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$ Volume élevé pour résonance dans l'air
Cavité pleine reportée		$Q_0 > 1000$ (estimation) Densité des matériaux plutôt faible Compensation en température Volume très faible avec résonance dans la matière
Cavité vide reportée		$Q_0 \text{ max} = 1500$ Densité cordierite faible Compensation en température : $\tau_f = -4,7 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$ Volume élevé pour résonance dans l'air
Résonateur diélectrique		$Q_0 \text{ max} = 2500$ Densité des matériaux faible Compensation en température : $\tau_f = -1,6 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$ Volume petit

Tableau 31 : bilan des résonateurs compensés et reportés

Après avoir établi les prérequis à la simulation et à la mesure, nous nous sommes consacrés lors du chapitre 3 à la réalisation de résonateurs répondant aux objectifs initiaux. La première partie de ce chapitre a présenté l'étude du report de cavité sur un substrat. Plusieurs motifs d'accueil ont été testés ainsi que la colle epoxy métallique servant de liant et d'interface. Il ressort que cet aspect est un des plus difficiles à maîtriser pour obtenir une connexion performante. Cette jonction doit pouvoir assurer une interface mécanique mais aussi électrique et thermique, ce qui la rend complexe. Dans la suite du chapitre, nous avons travaillé à la réalisation de résonateurs compensés en température reportés sur un substrat d'accueil. Les résultats sont synthétisés dans le Tableau 31. Les prototypes les plus pertinents en termes de compensation sont ceux dont la dérive fréquentielle est maîtrisée grâce à une combinaison de matériaux spécifiques. De plus, la présence de diélectrique forte permittivité confère une compacité très appréciable. Nous pouvons également souligner l'utilisation de la cordiérite, matériau avec des performances similaires à l'invar, très stable thermiquement mais possédant une densité bien inférieure.

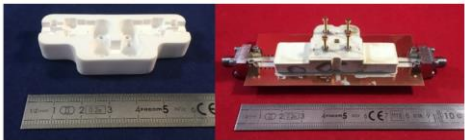
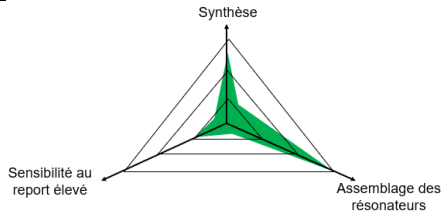
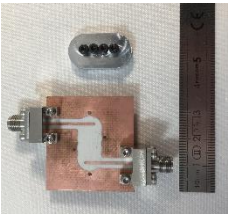
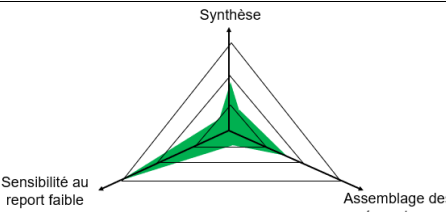
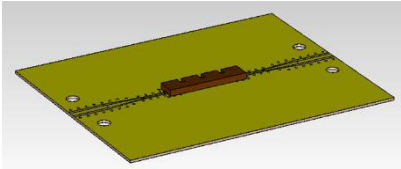
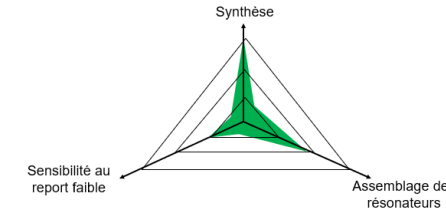
Concept	Photos	Figure de mérite
Filtre à cavités vides		
Filtre à résonateurs diélectriques		
Filtre à cavités pleines		

Tableau 32 : bilan des études de conception des filtres

Enfin, dans le quatrième chapitre nous avons étudié la conception de filtres à partir des résonateurs du chapitre précédent. Nous avons dans un premier temps évalué les couplages aux accès, ce qui nous a conduit à développer une transition ligne microruban vers guide d'onde. Cette dernière permet une connexion entre un substrat planaire et une cavité volumique. Cependant il faut noter que la présence du plan de coupe au niveau du substrat, requiert une très bonne qualité de report pour obtenir de bonnes performances. Des filtres à cavité en cordiérite et des filtres à résonateurs diélectriques très faibles pertes ont finalement été réalisés. Le Tableau 32 présente un comparatif entre ces deux conceptions et les filtres à cavité pleine. Nous n'avons pas pu avoir de résultats probants sur ces prototypes à cause des contraintes de temps et de moyens (liées à la crise sanitaire), néanmoins nous avons pu identifier des points bloquants, à résoudre pour un second prototypage. Parmi les solutions présentées, le filtre à résonateur diélectrique présente les meilleures performances et le

meilleur ratio entre masse et volume. Cependant il est plus complexe à réaliser pour éliminer les résonances parasites et à compenser en température, le choix des compositions de diélectrique est à combiner avec les dimensions adéquates des cavités métallique. Le filtre à cavité en cordiérite a, quant à lui, une très bonne stabilité en raison du matériau spécifique utilisé et sa conception reste classique. Son principal défaut est sa sensibilité au report, aspect qui doit être absolument maîtrisé. Le filtre à cavité pleine permet d'obtenir une masse et un volume très faible, mais les performances dépendent des caractéristiques du matériau et surtout de la bonne réalisation du report.

De nombreuses perspectives découlent des études menées lors de ce travail, entre autres, deux grands axes principaux de recherches à développer se distinguent :

- Le premier axe porte sur les simulations multiphysiques et leurs évaluations avec des modules tests plus complexes.
- Le deuxième axe porte sur la réalisation de connexions entre substrat et cavité performantes, pour chaque domaine physique concerné.

En parallèle, d'autres prototypes prometteurs sont à réaliser. Nous pouvons citer la réalisation du filtre en cavité pleine, avec l'alumine faibles pertes compensée en température, ou la réalisation de prototypes supplémentaires en cordiérite.

Nous avons exposé avec ce manuscrit les différents travaux et prototypes réalisés pour répondre à notre problématique de recherche. De nombreux aspects ont été abordés, intervenant à différents niveaux de recherches : matériaux, caractérisations, simulations, ou composants. Une approche très expérimentale nous a permis de fournir des données mesurées pouvant être comparées à des simulations. De même, les processus techniques d'assemblage ont été évalués. En conclusion, il ressort que la réalisation d'un filtre reporté en surface doit faire l'objet de compromis à tous les niveaux afin de répondre à un cahier des charges spécifiques ou bien accéder à des assemblages et à des tolérances de fabrications à l'état de l'art.

Références bibliographiques

- [1] J.-P. Brillaud, « Télécommunications par satellite », *Techniques de l'Ingénieur*, 1988.
- [2] D. Battu, « Systèmes de communications par satellite », *Techniques de l'Ingénieur*, 2018.
- [3] D. Gilliéron, « Les matériaux pour l'espace : application aux instruments optiques », [En ligne]. Disponible sur: <https://www.mediachimie.org/ressource/les-mat%C3%A9riaux-pour-l%E2%80%99espace-application-aux-instruments-optiques>.
- [4] NASA, « Engineering Test Facilities Guide ». https://www.nasa.gov/centers/johnson/pdf/639595main_EA_Test_Facilities_Guide.pdf.
- [5] D. Viala, « Conception de cartes électroniques pour équipements spatiaux », *Techniques de l'Ingénieur*, 2019.
- [6] E. Laurent, « Les matériaux en environnement spatial Effet du vide et des radiations », présenté à RT vide (CNRS), 2017, Consulté le: nov. 23, 2020. [En ligne]. Disponible sur: <http://rtvide.cnrs.fr/spip.php?article345>.
- [7] « Lanceurs, satellites, services : l'appétent nouveau marché du spatial », *Techniques de l'Ingénieur*. <https://www-techniques-ingenieur-fr.ezproxy.unilim.fr/actualite/articles/lanceurs-satellites-services-lappetent-nouveau-marche-du-spatial-56336/> (consulté le déc. 14, 2019).
- [8] « Proposition de résolution au nom de la commission des affaires européennes, en application de l'article 73 quater du Règlement, sur la politique spatiale de l'Union européenne : Politique spatiale 2021-2027 : l'europe sur le pas de tir ? » <http://www.senat.fr/rap/r18-636/r18-636.html> (consulté le sept. 09, 2019).
- [9] « Concept de filtre », *Techniques de l'Ingénieur*. <https://www-techniques-ingenieur-fr.ezproxy.unilim.fr/base-documentaire/electronique-photonique-th13/electronique-analogique-42279210/filtrage-et-filtres-electriques-e110/concept-de-filtre-e110niv10001.html> (consulté le mars 10, 2020).
- [10] V. Singh, P. K. Ambati, S. Soni, et K. Karthik, « Enhancing Satellite Communications: Temperature-Compensated Filters and Their Application in Satellite Technology », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 20, n° 3, p. 46- 63, mars 2019, doi: 10.1109/MMM.2018.2885674.
- [11] RogersCorp, « RO4000 Datasheet ». [En ligne]. Disponible sur: <https://rogerscorp.com/advanced-connectivity-solutions/ro4000-series-laminates/ro4003c-laminates>.
- [12] V. S. Yadav, D. K. Sahu, Y. Singh, et D. C. Dhubkarya, « The Effect of Frequency and Temperature on Dielectric Properties of Pure Poly Vinylidene Fluoride (PVDF) Thin Films », *Hong Kong*, p. 4, 2010.
- [13] J. Baker-Jarvis, M. D. Janezic, et D. C. Degroot, « High-frequency dielectric measurements », *IEEE Instrum. Meas. Mag.*, vol. 13, n° 2, p. 24- 31, avr. 2010, doi: 10.1109/MIM.2010.5438334.
- [14] J. Rammal, O. Tantot, D. Passerieux, N. Delhote, et S. Verdeyme, « Monitoring of electromagnetic characteristics of split cylinder resonator and dielectric material for temperature characterization », in *2014 44th European Microwave Conference*, oct. 2014, p. 120- 123, doi: 10.1109/EuMC.2014.6986384.
- [15] J. Rammal, O. Tantot, D. Passerieux, N. Delhote, et S. Verdeyme, « Monitoring Electromagnétique des Caractéristiques de Cavité Fendue et de Matériau Diélectrique pour la Caractérisation en Température », p. 2, 2014.

- [16] B. Ravelo, A. Thakur, A. Saini, et P. Thakur, « Microstrip Dielectric Substrate Material Characterization with Temperature Effect », vol. 30, n° 12, p. 7, 2015.
- [17] J. A. Cuenca, D. R. Slocombe, et A. Porch, « Temperature Correction for Cylindrical Cavity Perturbation Measurements », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, n° 6, p. 2153- 2161, juin 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2652462.
- [18] W. Feuray, O. Tantot, E. Sorolla, et N. Delhote, « Détermination Non Destructive de la Conductivité Electrique de Dépôts Conducteurs », présenté à 14ème Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux, Calais, 2016.
- [19] A. Delage, N. Delhote, O. Tantot, S. Verdeyme, B. Bonnet, et L. Carpentier, « Caractérisation de la conductivité jusqu'à 67 GHz de lignes coplanaires imprimées par jet d'aérosol », présenté à 15ème Journée de Caractérisation Microondes et Matériaux, Paris, 2018.
- [20] M. MURAT, « Dilatométrie », *Ref: TIP630WEB - « Techniques d'analyse »*, oct. 10, 1981. <https://www-techniques-ingenieur-fr.ezproxy.unilim.fr/base-documentaire/archives-th12/archives-techniques-d-analyse-tiata/archive-1/dilatometrie-p1280/> (consulté le mars 10, 2020).
- [21] « IEC 60050 - International Electrotechnical Vocabulary - Details for IEV number 561-06-07: "temperature coefficient of permittivity " », <http://www.electropedia.org/iev/iev.nsf/display?openform&ievref=561-06-07> (consulté le mars 10, 2020).
- [22] P. Filhol, « Résonateurs diélectriques - Matériaux et composants », *Techniques de l'Ingénieur*, p. 12.
- [23] R. J. Cameron, C. M. Kudsi, et R. R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications, 2nd Edition*, Wiley. 2018.
- [24] J.-M. Jin et S. Yan, « Multiphysics Modeling in Electromagnetics: Technical Challenges and Potential Solutions », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 61, n° 2, p. 14- 26, avr. 2019, doi: 10.1109/MAP.2019.2895623.
- [25] J. Mazeau, R. Sommet, D. Caban-Chastas, E. Gatard, R. Quere, et Y. Mancuso, « New electrothermal system level model for RF power amplifier », in *2007 European Microwave Integrated Circuit Conference*, oct. 2007, p. 48- 51, doi: 10.1109/EMICC.2007.4412644.
- [26] R. Sommet, G. Mouginot, R. Quéré, Z. Ouarch, S. Heckmann, et M. Camiade, « Thermal modeling and measurements of AlGaIn/GaN HEMTs including Thermal Boundary Resistance », in *2010 16th International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC)*, oct. 2010, p. 1- 5.
- [27] M. A. Sanchez-Soriano, M. Edwards, Y. Quere, D. Andersson, S. Cadiou, et C. Quendo, « Mutiphysics study of rf/microwave planar devices: Effect of the input signal power », in *Thermal, mechanical and multi-physics simulation and experiments in microelectronics and microsystems (eurosime), 2014 15th international conference on*, 2014, p. 1-7.
- [28] M. EL Sabbagh, « Electromagnetic-thermal analysis study based on hfss-ansys link », *Electrical Engineering and Computer Science - Technical Reports*. 46., 2011. Consulté le: nov. 23, 2020. [En ligne]. Disponible sur: https://surface.syr.edu/eecs_techreports/46/?utm_source=surface.syr.edu%2Feecs_techreports%2F46&utm_medium=PDF&utm_campaign=PDFCoverPages.
- [29] T. Lu et J.-M. Jin, « Electrical-Thermal Co-Simulation for Analysis of High-Power RF/Microwave Components », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 59, n° 1, p. 93- 102, févr. 2017, doi: 10.1109/TEMC.2016.2597311.

- [30] « Multiphysics Simulation Software | ANSYS ». <https://www.ansys.com/products/platform/multiphysics-simulation> (consulté le mars 16, 2020).
- [31] « La Suite Logicielle COMSOL®. », *COMSOL Multiphysics®*. <https://www.comsol.fr/products> (consulté le mars 16, 2020).
- [32] « Disciplines ». <https://www.3ds.com/products-services/simulia/disciplines/> (consulté le mars 16, 2020).
- [33] S. Sivapurapu *et al.*, « Multi-physics Modeling Characterization of Aerosol Jet Printed Transmission Lines », in *2018 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, août 2018, p. 1- 4, doi: 10.1109/NEMO.2018.8503509.
- [34] T. Lu et J.-M. Jin, « Coupled Electrical-Thermal-Mechanical Simulation for the Reliability Analysis of Large-Scale 3-D Interconnects », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, p. 1- 9, 2017, doi: 10.1109/TCPMT.2016.2639359.
- [35] L. M. de la Torre Rodríguez *et al.*, « Predicting the effect of variations in ambient temperature and operating power on the response of a microwave filter », in *Antennas & Propagation Conference (LAPC), 2016 Loughborough*, 2016, p. 1–5.
- [36] T. Lu, F. Zhang, et J.-M. Jin, « Multiphysics Simulation of 3-D ICs With Integrated Microchannel Cooling », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 6, n° 11, p. 1620- 1629, nov. 2016, doi: 10.1109/TCPMT.2016.2605691.
- [37] M. A. Sanchez-Soriano, Y. Quere, V. Le Saux, C. Quendo, et S. Cadiou, « Average Power Handling Capability of Microstrip Passive Circuits Considering Metal Housing and Environment Conditions », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 4, n° 10, p. 1624- 1633, oct. 2014, doi: 10.1109/TCPMT.2014.2345100.
- [38] Y. M. Jain, H. V. Dixit, A. R. Jadhav, A. N. Cheeran, V. N. Gupta, et P. K. Sharma, « A multiphysics investigation of RF dry loads », in *Bombay Section Symposium (IBSS), 2015 IEEE*, 2015, p. 1–6.
- [39] X. Liu, Q. Wu, et X. Shi, « Multi-physics analysis of waveguide filters for wireless communication systems », in *Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), 2016 IEEE MTT-S International Conference on*, 2016, p. 1–2.
- [40] T. Martin, A. Ghiotto, T. Vuong, et F. Lotz, « Self-Temperature-Compensated Air-Filled Substrate-Integrated Waveguide Cavities and Filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 66, n° 8, p. 3611- 3621, août 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2851243.
- [41] J. Miiller et M. Hoft, « Temperature compensation of resonators using different materials and suitable dimensions », in *2005 European Microwave Conference*, oct. 2005, vol. 1, p. 4 pp.-, doi: 10.1109/EUMC.2005.1608949.
- [42] R. Kich et R. Beach, « TEMPERATURE COMPENSATED MICROWAVE RESONATOR », European Patent Office, 1988, EP0253849A1.
- [43] D. J. Small et J. A. Lunn, « TEMPERATURE COMPENSATED HIGH POWER BANDPASS FILTER », US patent, 2001, US6232852B1.
- [44] B. F. Keats, R. R. Mansour, et R. B. Gorbet, « Design and Testing of a Thermally Stable Filter Using Bimetal Compensation », in *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, Honolulu, HI, USA, juin 2007, p. 1293- 1296, doi: 10.1109/MWSYM.2007.380430.
- [45] P. Filhol, « Résonateurs diélectriques - Circuits micro-ondes », *Techniques de l'Ingénieur*, p. 23, 2016.

- [46] R. Mansour, « High-Q tunable dielectric resonator filters », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 10, n° 6, p. 84- 98, oct. 2009, doi: 10.1109/MMM.2009.933591.
- [47] S. Berry, S. J. Fiedziuszko, et S. Holme, « A Ka-band dual mode dielectric resonator loaded cavity filter for satellite applications », in *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, juin 2012, p. 1- 3, doi: 10.1109/MWSYM.2012.6259673.
- [48] S. J. Fiedziuszko *et al.*, « Dielectric materials, devices, and circuits », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, n° 3, p. 706- 720, mars 2002, doi: 10.1109/22.989956.
- [49] E. Y. Yuksel, T. Nagode, et T. T. Y. Wong, « Temperature-compensated frequency discriminator based on dielectric resonator », *IEE Proc. - Microw. Antennas Propag.*, vol. 151, n° 3, p. 221, 2004, doi: 10.1049/ip-map:20040271.
- [50] I. S. Ghosh, D. Schemion, et N. Klein, « Temperature compensated high-Q dielectric resonators for long term stable low phase noise oscillators », in *Proceedings of International Frequency Control Symposium*, 1997, p. 1024-1029.
- [51] R. Ahmed, S. Emiri, et Ş. T. İmeci, « Design and analysis of a bandpass hairpin filter », in *2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES)*, mars 2018, p. 1- 2, doi: 10.23919/ROPACES.2018.8364310.
- [52] M. K. M. Salleh, I. M. Yassin, R. Baharom, M. K. Hamzah, et G. Prigent, « Series-cascaded ring resonators for compact microwave filter with high rejection », in *2010 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA)*, oct. 2010, p. 518- 521, doi: 10.1109/ISIEA.2010.5679409.
- [53] K. Wu, D. Deslandes, et Y. Cassivi, « The substrate integrated circuits-a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics », in *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003. TSIKS 2003. 6th International Conference on*, 2003, vol. 1, p. P-III.
- [54] S. S. Sabri, B. H. Ahmad, et A. R. B. Othman, « A review of substrate integrated waveguide (SIW) bandpass filter based on different method and design », in *Applied Electromagnetics (APACE), 2012 IEEE Asia-Pacific Conference on*, 2012, p. 210-215.
- [55] M. Bozzi, A. Georgiadis, et K. Wu, « Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 5, n° 8, p. 909, 2011, doi: 10.1049/iet-map.2010.0463.
- [56] A. Belenguer, H. Esteban, A. L. Borja, et V. E. Boria, « Empty SIW Technologies: A Major Step Toward Realizing Low-Cost and Low-Loss Microwave Circuits », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 20, n° 3, p. 24- 45, mars 2019, doi: 10.1109/MMM.2018.2885630.
- [57] A. Belenguer, H. Esteban, et V. E. Boria, « Novel Empty Substrate Integrated Waveguide for High-Performance Microwave Integrated Circuits », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, n° 4, p. 832- 839, avr. 2014, doi: 10.1109/TMTT.2014.2309637.
- [58] F. Parment, A. Ghiotto, T.-P. Vuong, J.-M. Duchamp, et K. Wu, « Low-loss air-filled Substrate Integrated Waveguide (SIW) band-pass filter with inductive posts », in *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, sept. 2015, p. 761- 764, doi: 10.1109/EuMC.2015.7345875.
- [59] P. Farinelli, L. Pelliccia, B. Margesin, et R. Sorrentino, « Ka-band surface-mountable pseudo-elliptic filter in multilayer micromachined technology for on-board communication systems », in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2016, p. 1-4.
- [60] Q. Ji, Y.-S. Xu, C. Chen, S. Jiang, et L. Zhou, « Miniaturized Triple-Band Filter Design Utilizing Composite Planar Multilayered and Substrate Integrated Waveguide Structures », in *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium-IMS*, 2018, p. 540-543.

- [61] M. A. Khater, K. Zeng, et D. Peroulis, « Temperature-compensated lumped element tunable bandpass filter », in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2016, p. 1–4.
- [62] W. Gautier, V. Ziegler, A. Stehle, B. Schoenlinner, U. Prechtel, et W. Menzel, « Ku-Band 3D LTCC Filter and BST-Varactor based Temperature Compensated Resonator », in *2009 German Microwave Conference*, mars 2009, p. 1- 4, doi: 10.1109/GEMIC.2009.4815905.
- [63] T. Djerfafi, K. Wu, et D. Deslandes, « A Temperature-Compensation Technique for Substrate Integrated Waveguide Cavities and Filters », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, n° 8, p. 2448- 2455, août 2012, doi: 10.1109/TMTT.2012.2201741.
- [64] J. Wang et W. Zhong, « Development of a Ka-band waveguide to microstrip transition », in *2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, mai 2012, vol. 2, p. 1- 4, doi: 10.1109/ICMMT.2012.6230035.
- [65] D. Lohinetong et al., « Surface mounted millimeter waveguide devices based on metallized dielectric foam or plastic materials », in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, juin 2005, p. 4 pp.-, doi: 10.1109/MWSYM.2005.1516949.
- [66] H. Kojima, M. Nakahori, K. Matsutani, K. Kuroda, et K. Onaka, « A Compact 28GHz Bandpass Filter using Quartz Folded Waveguide », in *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, juin 2018, p. 1110- 1113, doi: 10.1109/MWSYM.2018.8439519.
- [67] X. Wang, K. L. Wu, et W. Y. Yin, « A Novel Surface-Mounted Monoblock Dielectric Filter », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 4, n° 11, p. 1822- 1827, nov. 2014, doi: 10.1109/TCPMT.2014.2347342.
- [68] J. Hesselbarth, « Surface-mount cavity filter technology », in *2007 European Microwave Conference*, oct. 2007, p. 442- 445, doi: 10.1109/EUMC.2007.4405222.
- [69] H. Kojima, « DIELECTRIC WAVEGUIDE FILTER AND MOUNTING STRUCTURE THEREOF », US patent, 2004, USOO6677837B2.
- [70] E. Massoni, M. Bozzi, L. Perregrini, U. A. Tamburini, et C. Tomassoni, « A novel class of high dielectric resonator filters in microstrip line technology », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, sept. 2017, p. 1- 3, doi: 10.1109/IMWS-AMP.2017.8247397.
- [71] A. Abramowicz, « MIC Realization of Dielectric Resonator Elliptic Filters », in *1989 19th European Microwave Conference*, sept. 1989, p. 495- 500, doi: 10.1109/EUMA.1989.334018.
- [72] J. Schorer, J. Bornemann, et U. Rosenberg, « Mode-Matching Design of Substrate Mounted Waveguide (SMW) Components », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, p. 1- 8, 2016, doi: 10.1109/TMTT.2016.2582484.
- [73] W. Menzel et M. Wetzel, « Waveguide Filter Integrated into a Planar Circuit », in *2002 32nd European Microwave Conference*, sept. 2002, p. 1- 4, doi: 10.1109/EUMA.2002.339445.
- [74] T. J. Muller, W. Grabherr, et B. Adelseck, « Surface-mountable metalized plastic waveguide filter suitable for high volume production », in *2003 33rd European Microwave Conference*, 2003, p. 1255–1258.
- [75] D. Psychogiou et K. Sadasivan, « Tunable Coaxial Cavity Resonator-Based Filters Using Actuated Liquid Metal Posts », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 29, n° 12, p. 763- 766, déc. 2019, doi: 10.1109/LMWC.2019.2950540.
- [76] A. Basti, S. Bila, S. Verdeyme, A. Perigaud, L. Estagerie, et H. Leblond, « Design of a compact hybrid filter using microstrip resonators and surface mounted cavities », in *2014*

- IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, juin 2014, p. 1- 4, doi: 10.1109/MWSYM.2014.6848304.
- [77] J. Hesselbarth et R. Vahldieck, « Dual-mode surface-mount cavity resonator and filter », in *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, juin 2009, p. 1241- 1244, doi: 10.1109/MWSYM.2009.5165928.
- [78] D. L. Cuenca, J. Hesselbarth, et G. Alavi, « Low-loss mm-wave transition from on-chip microstrip to rectangular waveguide », in *2017 12th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, oct. 2017, p. 325- 328, doi: 10.23919/EuMIC.2017.8230724.
- [79] K. C. Yaw, « Measurement of Dielectric Material Properties », vol. Application note, Rohde&Schwarz, n° 04.2012-RAC0607-0019_1_4E, [En ligne]. Disponible sur: https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/00aps_undefined/RAC-0607-0019_1_5E.pdf.
- [80] M. D. Janezic et J. Baker-Jarvis, « Full-wave analysis of a split-cylinder resonator for nondestructive permittivity measurements », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, n° 10, p. 2014- 2020, oct. 1999, doi: 10.1109/22.795077.
- [81] P. Guillon et Y. Garault, « Complex Permittivity of MIC Substrate », *AEU Inter J Electron Commun*, vol. 35, p. 102- 104, 1981.
- [82] J. E. Aitken, P. H. Ladbrooke, M. H, et N. Potok, « Microwave Measurement of the Temperature Coefficient of Permittivity for Sapphire and Alumina (Short Papers) », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 23, n° 6, p. 526- 529, juin 1975, doi: 10.1109/TMTT.1975.1128616.
- [83] B. W. Hakki et P. D. Coleman, « A Dielectric Resonator Method of Measuring Inductive Capacities in the Millimeter Range », *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 8, n° 4, p. 402- 410, juill. 1960, doi: 10.1109/TMTT.1960.1124749.
- [84] M. T. Sebastian, « MEASUREMENT OF MICROWAVE DIELECTRIC PROPERTIES AND FACTORS AFFECTING THEM », in *Dielectric Materials for Wireless Communication*, Elsevier, 2008, p. 11- 47.
- [85] Y. Kobayashi et M. Katoh, « Microwave Measurement of Dielectric Properties of Low-Loss Materials by the Dielectric Rod Resonator Method », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 33, n° 7, p. 586- 592, juill. 1985, doi: 10.1109/TMTT.1985.1133033.
- [86] D. Di Marco *et al.*, « Dielectric properties of pure alumina from 8GHz to 73GHz », *J. Eur. Ceram. Soc.*, vol. 36, n° 14, p. 3355- 3361, nov. 2016, doi: 10.1016/j.jeurceramsoc.2016.05.047.
- [87] M. Aubourg et P. Guillon, « A Mixed Finite Element Formulation for Microwave Devices Problems. Application to MIS Structure », *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 5, n° 4- 5, p. 371- 386, janv. 1991, doi: 10.1163/156939391X00130.
- [88] J. Krupka, P. Blondy, D. Cros, P. Guillon, et R. G. Geyer, « Whispering-gallery modes and permeability tensor measurements in magnetized ferrite resonators », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, n° 7, p. 1097- 1102, juill. 1996, doi: 10.1109/22.508643.
- [89] U. Mizutani, *Introduction to the Electron Theory of Metals*, 1^{re} éd. Cambridge University Press, 2001.
- [90] T. Nishikawa, K. Wakino, H. Tamura, H. Tanaka, et Y. Ishikawa, « Precise Measurement Method for Temperature Coefficient of Microwave Dielectric Resonator Material », in *1987 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, mai 1987, vol. 1, p. 277- 280, doi: 10.1109/MWSYM.1987.1132383.
- [91] « Simulation Software Products | ANSYS ». <https://www.ansys.com/products> (consulté le mars 16, 2020).

- [92] T. Charlet, O. Tantot, N. Delhote, S. Verdeyme, et D. Nevo, « Techniques de connexion à 20 GHz pour circuits planaires », XXIème Journées Nationales Microondes, Caen, mai 2019.
- [93] LPKF, « ProtoMat S64 Circuit Board Plotter | LPKF ». <https://www.lpkf.com/en/industries-technologies/research-in-house-pcb-prototyping/produkte/lpkf-protomat-s64> (consulté le août 31, 2020).
- [94] R. Windemuth et T. Ishikawa, « New Flipchip Technology », in *2012 4th Electronic System-Integration Technology Conference*, sept. 2012, p. 1-6, doi: 10.1109/ESTC.2012.6542089.
- [95] M. Catelani, V. L. Scarano, R. Singuaroli, P. Palchetti, et F. Bertocci, « Experimental Performance Analysis Of New Ag Conductive Glues For Electronic Applications », in *2008 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, mai 2008, p. 270-273, doi: 10.1109/IMTC.2008.4547044.
- [96] C. Schaffauser et C. Drevon, « Flip Chip for microwave applications », présenté à ESCIES 2nd Technical Presentations Day of the activities of the CTB Working Group on Hybrids, MCM, 2005, Consulté le: nov. 23, 2020. [En ligne]. Disponible sur: <https://escies.org/webdocument/showArticle?id=226&groupid=6>.
- [97] D. Staiculescu, J. Laskar, et E. M. Tentzeris, « Design rule development for microwave flip-chip applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, n° 9, p. 1476-1481, sept. 2000, doi: 10.1109/22.868997.
- [98] L. M. Yin, J. X. Lin, T. T. Zhang, Z. X. Yao, C. H. Du, et M. Tang, « Comparison of mechanical properties of lead-free microscale solder joints under tensile and shear loading », in *2013 14th International Conference on Electronic Packaging Technology*, août 2013, p. 888-891, doi: 10.1109/ICEPT.2013.6756604.
- [99] Tiao Zhou et M. Hundt, « Process considerations and long term thermal performance of power packages with heat slug soldered to PCB », in *2004 Proceedings. 54th Electronic Components and Technology Conference (IEEE Cat. No.04CH37546)*, juin 2004, vol. 2, p. 1874-1878 Vol.2, doi: 10.1109/ECTC.2004.1320375.
- [100] « Colle bicomposante epoxy EpoTek H20E - FTPolymer », *FT Polymer*. <https://ftpolymer.fr/colles-epo-tek/colles-conductrices-electriques-epo-tek/epo-tek-h20e-colle-bicomposante-epoxy/> (consulté le août 31, 2020).
- [101] J. Heyen et A. F. Jacob, « A novel package approach for multichip modules based on anisotropic conductive adhesives », in *2005 European Microwave Conference*, oct. 2005, vol. 3, p. 4 pp. - 1502, doi: 10.1109/EUMC.2005.1610235.
- [102] K. Onaka *et al.*, « 28 GHz wideband filter using quartz crystal waveguide for massive MIMO antenna unit », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Honolulu, HI, USA, juin 2017, p. 1468-1471, doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058898.
- [103] K. Sano et T. Yoneyama, « A transition from microstrip to dielectric-filled rectangular waveguide in surface mounting », in *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.02CH37278)*, juin 2002, vol. 2, p. 813-816 vol.2, doi: 10.1109/MWSYM.2002.1011755.
- [104] A. Périgaud, K. Drissi, et N. Delhote, « Ceramic Q-band bandpass filters by laser micro-machining of Alumina substrates », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, juin 2017, p. 1456-1459, doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058895.
- [105] K. Ito et K. Sano, « 60-GHz band dielectric waveguide filters made of crystalline quartz », in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, juin 2005, p. 4 pp.-, doi: 10.1109/MWSYM.2005.1517158.

- [106] « Coefficients of Linear Thermal Expansion ». https://www.engineeringtoolbox.com/linear-expansion-coefficients-d_95.html (consulté le sept. 03, 2020).
- [107] « Céramiques pour impression 3D », *3DCeram*. <http://3dceram.com/fr/ceramiques-pour-impression-3d/> (consulté le sept. 03, 2020).
- [108] « <https://www.jetmetal-tech.com/> », *Jet Metal™*. <https://www.jetmetal-tech.com/> (consulté le sept. 03, 2020).
- [109] W. Feuray *et al.*, « Evaluation of metal coating techniques up to 66 GHz and their application to additively manufactured bandpass filters », in *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, oct. 2017, p. 512-515, doi: 10.23919/EuMC.2017.8230902.
- [110] H. Alaaeddine, O. Tantot, N. Delhote, D. Passerieux, et S. Vedeyme, « Resonance of stacked rings in LTCC technology for non-destructive characterisation sensor at 150 GHz », in *2012 42nd European Microwave Conference*, oct. 2012, p. 108-111, doi: 10.23919/EuMC.2012.6459218.
- [111] T. Charlet, O. Tantot, N. Delhote, S. Verdeyme, D. Pacaud, et D. Nevo, « Temperature Compensation of an Air-Filled Stacked Ring Resonator », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 30, n° 7, p. 633-636, juill. 2020, doi: 10.1109/LMWC.2020.2995628.
- [112] « Temexx Catalogue ». [En ligne]. Disponible sur: <https://exxelia.com/fr/groupe/a-propos/exxelia-temex>.
- [113] P. Booth et E. V. Lluch, « Enhancing the Performance of Waveguide Filters Using Additive Manufacturing », *Proc. IEEE*, vol. 105, n° 4, p. 613-619, avr. 2017, doi: 10.1109/JPROC.2016.2616494.
- [114] S. Bastioli, « Nonresonating Mode Waveguide Filters », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 12, n° 6, p. 77-86, oct. 2011, doi: 10.1109/MMM.2011.942009.
- [115] C. Arnold, J. Parlebas, et T. Zwick, « Reconfigurable Waveguide Filter with Variable Bandwidth and Center Frequency », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, n° 8, p. 1663-1670, août 2014, doi: 10.1109/TMTT.2014.2332298.
- [116] W. Shen, X. Sun, W. Yin, J. Mao, et Q. Wei, « A Novel Single-Cavity Dual Mode Substrate Integrated Waveguide Filter With Non-Resonating Node », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 19, n° 6, p. 368-370, juin 2009, doi: 10.1109/LMWC.2009.2020017.
- [117] A. Hassona, Á. Perez-Ortega, Z. S. He, et H. Zirath, « Low-cost D-band Waveguide Transition on LCP Substrate », in *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*, sept. 2018, p. 1049-1052, doi: 10.23919/EuMC.2018.8541580.
- [118] Y. Shi, J. Zhang, S. Zeng, et M. Zhou, « Novel W-Band Millimeter-Wave Transition From Microstrip Line to Groove Gap Waveguide for MMIC Integration and Antenna Application », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, n° 6, p. 3172-3176, juin 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2819902.
- [119] Jing Zhang, Xiupu Zhang, et Dongya Shen, « Design of substrate integrated gap waveguide », in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, mai 2016, p. 1-4, doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540186.
- [120] J.-Y. Deng *et al.*, « Slow-Wave Substrate Integrated Groove Gap Waveguide », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 30, n° 5, p. 461-464, mai 2020, doi: 10.1109/LMWC.2020.2983017.
- [121] C. Guo, X. Shang, J. Li, F. Zhang, M. J. Lancaster, et J. Xu, « A Lightweight 3-D Printed X-Band Bandpass Filter Based on Spherical Dual-Mode Resonators », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 26, n° 8, p. 568-570, août 2016, doi: 10.1109/LMWC.2016.2587838.

- [122] A. Perigaud, « Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 GHz à l'aide des technologies multicouches », Thèse, Limoges, 2009.
- [123] N. Jolly *et al.*, « Conception et expérimentation de dispositifs microondes didactiques par impression 3D plastique », *J. Sur Enseign. Sci. Technol. Inf. Systèmes*, vol. 16, p. 1014, 2017, doi: 10.1051/j3ea/20171014.
- [124] S. Bila *et al.*, « Direct electromagnetic optimization of microwave filters », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 2, n° 1, p. 46- 51, mars 2001, doi: 10.1109/6668.918262.
- [125] J. Sence, « Contribution au co-design et à la co-intégration de réseaux d'antennes actives multi-bandes pour systèmes de radionavigation par satellite », Thèse, Limoges, 2019.

Bibliographie personnelle

Journal international :

- T. Charlet, O. Tantot, N. Delhote, S. Verdeyme, D. Pacaud and D. Nevo, "Temperature Compensation of an Air-Filled Stacked Ring Resonator," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 30, no. 7, pp. 633-636, July 2020, doi: 10.1109/LMWC.2020.2995628.

Conférence internationale :

- T. Charlet, O. Tantot, N. Delhote, C. Hallépée, S. Verdeyme, D. Nevo, "Microwave Characterisation of the Coefficient of Thermal Expansion and the Thermal Evolution of Electric Conductivity for Metallised Substrat," *2020 50th European Microwave Conference (EuMC)*, Utrecht, (décalée en 2021)

Conférences nationales :

- Thibault Charlet, Olivier Tantot, Nicolas Delhote, Serge Verdeyme, David Nevo, « Étalonnage sans contact 1-port post-mesures de sondes en guide d'onde circulaire sur le mode TE01 pour la caractérisation de matériaux », *XXIèmes Journées Nationales Microondes*, May 2019, Caen, France.
- Thibault Charlet, Olivier Tantot, Nicolas Delhote, Serge Verdeyme, David Nevo, « Techniques de connexion à 20 GHz pour circuits planaires », *XXIèmes Journées Nationales Microondes*, May 2019, Caen, France.
- Thibault Charlet, Olivier Tantot, Nicolas Delhote, Serge Verdeyme, Damien Pacaud, David Nevo, « Caractérisation Multi-Physique de Substrat Métallisé par Mesures Microondes : Conductivité électrique équivalente et Permittivité en fonction de la température et Coefficient d'Expansion Thermique », *16èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux*, March 2020, Toulouse, France, (décalée en Novembre 2020).

Annexes

Annexe 1. Détermination du facteur de qualité d'une résonance	186
Annexe 1.1. En transmission	186
Annexe 1.2. En réflexion	186
Annexe 2. Calcul de la permittivité et de la tangente de pertes par la méthode de la cavité cylindrique fendue (SCR)	188
Annexe 3. Détermination de la conductivité avec une cavité cylindrique	191
Annexe 4. Eléments de synthèse et d'analyse de filtres microondes	194
Annexe 4.1. Filtre physique et matrice de couplage	194
Annexe 4.2. Synthèse de filtre	194
Annexe 4.3. Optimisation de filtre	196

Annexe 1. Détermination du facteur de qualité d'une résonance

Le facteur de qualité rend compte de la sélectivité fréquentielle d'une résonance. De nombreux extractions sont réalisées à partir de ce paramètre car il renseigne aussi sur les pertes du résonateur, liées à ses matériaux et son couplage. Il est donc important de pouvoir le déterminer correctement pour s'assurer des calculs effectués à partir de celui-ci. Cette annexe présente donc les méthodes courantes d'extraction en réflexion et en transmission d'un facteur de qualité.

Il faut d'abord distinguer facteur de qualité « en charge » et « à vide ». Le facteur de qualité en charge est le facteur de qualité extrait à partir de la mesure, avec un résonateur connecté à un système d'excitation. Le paramètre d'intérêt pour les calculs est donc le facteur de qualité à vide, déterminé à partir de celui en charge, auquel une correction a été appliquée, pour s'affranchir des pertes apportées par le couplage. Cela permet ainsi de fournir une valeur caractéristique du résonateur seul.

Le facteur de qualité en charge Q_L est le rapport de la fréquence de résonance, f_0 , sur la bande passante à mi-puissance du pic de résonance, Δf : $Q_L = \frac{f_0}{\Delta f}$.

Annexe 1.1. En transmission

En transmission, pour des paramètres S qui sont généralement exprimés en dB, la bande passante à mi-puissance est déterminée en retranchant 3 dB au maximum du pic de résonance, voir Figure 127.

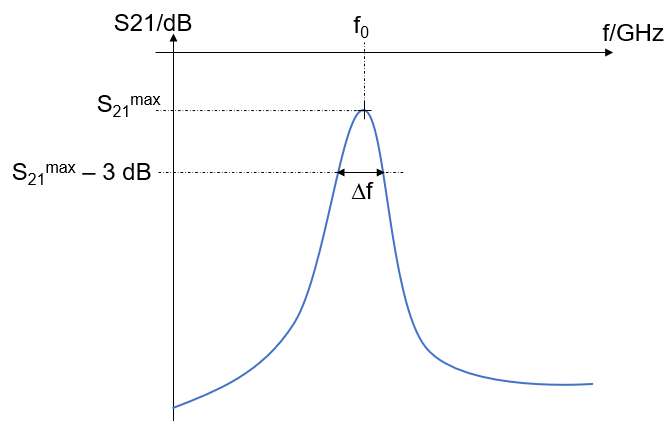


Figure 127 : détermination du facteur de qualité en transmission

Ensuite, pour extraire le facteur de qualité à vide, on applique la correction suivante :

$$Q_0 = \frac{Q_L}{1 - |S_{21}^{max}|_{lin}}$$

Cette méthode d'extraction suppose que le résonateur est identique en entrée et en sortie et soit de préférence faiblement couplé.

Annexe 1.2. En réflexion

La détermination du facteur de qualité en charge sur un pic de résonance en réflexion, demande d'abord la détermination à mi-puissance, le pic en dB n'ayant pas toujours suffisamment de dynamique pour appliquer la méthode précédente, et la référence du pic n'étant pas toujours à 0 dB, comme le présente la Figure 128.

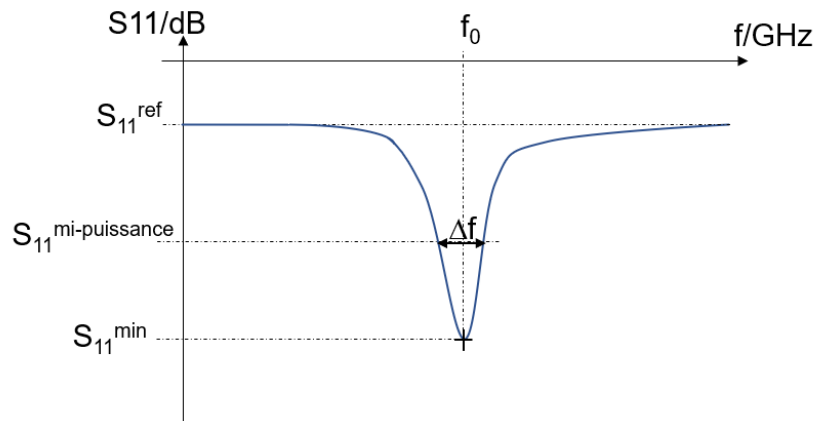


Figure 128 : détermination du facteur de qualité en réflexion

La dynamique du pic est alors déterminée par : $H = 10^{\frac{S_{11}^{min} - S_{11}^{ref}}{20}}$
 La valeur à mi-puissance est ensuite calculée par :

$$S_{11\text{ dB}}^{\text{mi-puissance}} = S_{11\text{ dB}}^{\text{ref}} + 20 \log_{10} \left(\sqrt{\frac{1 + H^2}{2}} \right) \quad (23)$$

Le facteur de qualité en charge est alors déterminé par la même formule que précédemment (rapport de la fréquence de résonance, f_0 , sur la bande passante à mi-puissance du pic de résonance, Δf). Enfin, on applique la correction pour extraire le facteur de qualité à vide :

$$Q_0 = Q_L(1 + k) \quad (24)$$

Avec $k = \frac{1 - |S_{11}^{min}|_{lin}}{1 + |S_{11}^{min}|_{lin}}$ en sous couplage et $k = \frac{1 + |S_{11}^{min}|_{lin}}{1 - |S_{11}^{min}|_{lin}}$ en sur couplage.

Le type de couplage est déterminé en observant la réponse du pic en réflexion, par rapport au point central sur l'abaque de Smith ou représentation polaire, voir Figure 129. Si le point central est entouré, le résonateur est sur-couplé, s'il ne l'est pas, le résonateur est sous-couplé.

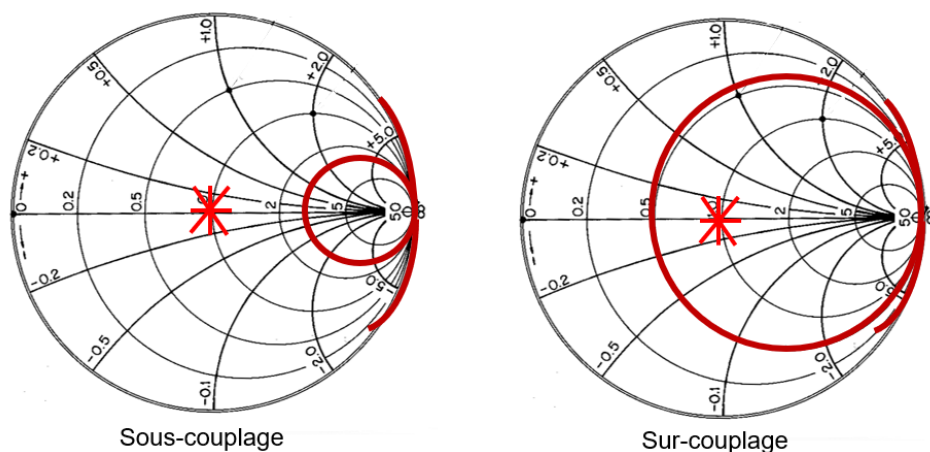


Figure 129 : détermination en réflexion du type de couplage d'un résonateur

Annexe 2. Calcul de la permittivité et de la tangente de pertes par la méthode de la cavité cylindrique fendue (SCR)

La démonstration suivante s'appuie sur la publication [81].

Une cavité cylindrique fendue en son milieu pour accueillir un substrat diélectrique est utilisé. Les modes de travail sont les modes TE_{01p} , p entier supérieur à 0. La Figure 130 présente la répartition des champs électrique et magnétique pour le mode TE_{011} , ainsi qu'un schéma de principe de la cavité en charge avec un diélectrique.

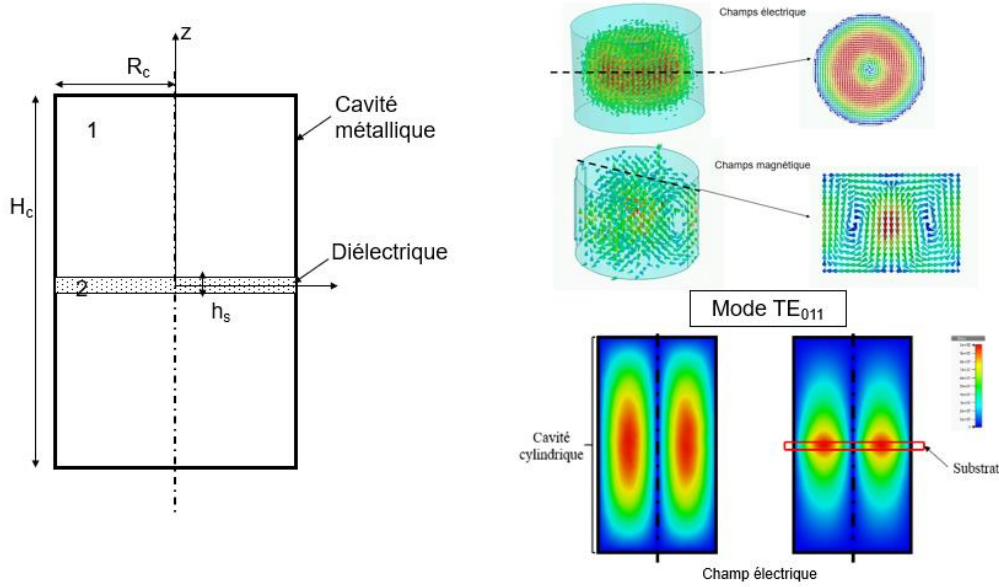


Figure 130 : schéma de principe du dispositif de caractérisation et représentations des champs électrique et magnétique du mode TE_{011}

Pour les modes TE_{01p} , dans un repère cylindrique, il n'existe alors qu'une composante de champ électrique selon le vecteur $\vec{u}_\theta$, et pour le champ magnétique, les composantes sont seulement $\vec{u}_r$ et $\vec{u}_z$. Dans la zone 1, la résonance s'établit dans l'air et les équations des champs sont :

$$H_z^a = -H_0^a \frac{\cos\left(\frac{\beta_s h_s}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\beta_a H_c}{2}\right)} J_0(k_c r) \sin(\beta_s z) \quad (25)$$

$$H_r^a = \frac{j\beta_a}{k_c} H_0^a J_1(k_c r) \frac{\cos\left(\frac{\beta_s h_s}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\beta_a H_c}{2}\right)} \cos(\beta_a z) \quad (26)$$

$$E_\theta^a = \frac{j\beta_a}{k_c} H_0^a J_1(k_c r) \frac{\cos\left(\frac{\beta_s h_s}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\beta_a H_c}{2}\right)} \cos(\beta_a z) \quad (27)$$

avec $\beta_s^2 = \left(\frac{2\pi f_0}{c}\right)^2 \varepsilon_s - \left(\frac{x'_{0p}}{R_c}\right)^2$, $\beta_a^2 = \left(\frac{2\pi f_0}{c}\right)^2 \varepsilon_a - \left(\frac{x'_{0p}}{R_c}\right)^2$, $k_c = \frac{x'_{0p}}{R_c}$, où R_c et H_c sont respectivement le rayon et la hauteur de la cavité, f_0 la fréquence de résonance du mode, ε_s et ε_a sont respectivement les permittivité du substrat et de l'air, J_0 la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0, J_1 la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 1 et x'_{0p} le p -ième zéro de $J_0'(x)$.

Dans la zone 2, la résonance s'établit dans le substrat et les équations des champs sont :

$$H_z^s = H_0^s J_0(k_c r) \cos(\beta_s z) \quad (28)$$

$$H_r^s = H_0^s \frac{j\beta_s}{k_c} J_1(k_c r) \sin(\beta_s z) \quad (29)$$

$$E_\theta^s = -\frac{j\omega\mu}{k_c} H_0^s J_1(k_c r) \cos(\beta_s z) \quad (30)$$

Les conditions aux limites et aux interfaces sont ensuite appliquées, $z = \frac{H_c}{2}$ pour le mur métallique de la cavité et $z = \frac{h_s}{2}$ pour l'interface diélectrique/air.

Dans le cas $z = \frac{h_s}{2}$, nous obtenons pour H_r , par exemple :

$$H_r^s = H_r^a \quad (31)$$

Soit :

$$H_0^s \frac{j\beta_s}{k_c} J_1(k_c r) \sin\left(\beta_s \frac{h_s}{2}\right) = \frac{j\beta_a}{k_c} H_0^a J_1(k_c r) \frac{\cos\left(\frac{\beta_s h_s}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\beta_a H_c}{2}\right)} \cos\left(\beta_a \left(\frac{H_c}{2}\right)\right) \quad (32)$$

D'où après simplification :

$$\beta_s \sin\left(\beta_s \frac{h_s}{2}\right) = \beta_a \frac{\cos\left(\frac{\beta_s h_s}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\beta_a H_c}{2}\right)} \cos\left(\beta_a \left(\frac{H_c}{2}\right)\right) \quad (33)$$

Puis en réécrivant :

$$\beta_s \frac{\sin\left(\beta_s \frac{h_s}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\beta_s h_s}{2}\right)} = \beta_a \frac{\cos\left(\beta_a \left(\frac{H_c}{2}\right)\right)}{\sin\left(\frac{\beta_a H_c}{2}\right)} \quad (34)$$

L'équation à valeur propre permettant de déduire la permittivité du substrat est ainsi déduite, selon chaque condition :

$$\beta_s \tan\left(\frac{\beta_s h_s}{2}\right) = \beta_a \cotan\left(\frac{\beta_a H_c}{2}\right) \quad (35)$$

avec $\beta_s^2 = \left(\frac{2\pi f_0}{c}\right)^2 \varepsilon_s - \left(\frac{x'_{0p}}{R_c}\right)^2$ et $\beta_a^2 = \left(\frac{2\pi f_0}{c}\right)^2 \varepsilon_a - \left(\frac{x'_{0p}}{R_c}\right)^2$

Pour calculer la permittivité du substrat, il suffit alors d'écrire une fonction telle que :

$$f(\varepsilon_s) = \left(\left(\frac{2\pi f_0}{c}\right)^2 \varepsilon_s - \left(\frac{x'_{0p}}{R_c}\right)^2\right) \tan\left(\frac{\left(\left(\frac{2\pi f_0}{c}\right)^2 \varepsilon_s - \left(\frac{x'_{0p}}{R_c}\right)^2\right) h_s}{2}\right) - \beta_a \cotan\left(\frac{\beta_a H_c}{2}\right) \quad (36)$$

Et de chercher alors ε_s pour avoir $f(\varepsilon_s) = 0$ par un processus itératif ou de résolution numérique. La détermination des tangentes de pertes avec cette configuration est également possible.

On a :

$$|S_{21}| = 1 - \frac{Q_L}{Q_0} \quad (37)$$

avec :

$$Q_0 = \frac{2\pi f_0 W}{P} \quad (38)$$

où W est l'énergie emmagasiné dans la structure telle que :

$$W = W_a - W_s \quad (39)$$

sachant que :

$$W_a = \frac{\varepsilon_0 \omega_0^2 \mu_0^2}{k_c^2} \frac{\left(\cos\left(\frac{\beta_s h_s}{2}\right)\right)^2}{\left(\sin\left(\frac{\beta_a (H_c - h_s)}{2}\right)\right)^2} \frac{\pi R_c^2 (H_c - h_s)^2 J_0'^2(x_{0p})}{4} \left(1 - \frac{\sin(\beta_a (H_c - h_s))}{\beta_a (H_c - h_s)}\right) \quad (40)$$

et :

$$W_s = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_s \mu_0^2 \omega_0^2}{k_c^2} \frac{\pi R_c^2 h_s J_0'^2(x_{0p})}{4} \left(1 - \frac{\sin(\beta_s h_s)}{\beta_s h_s}\right) \quad (41)$$

et P les pertes métalliques des parois de la cavité :

$$P = P_a - P_s \quad (42)$$

sachant que :

$$P_a = \frac{\omega_0 \mu_0 \delta_c \pi R_c}{2} \left\{ \frac{\left(\cos\left(\frac{\beta_s h_s}{2}\right)\right)^2}{\left(\sin\left(\frac{\beta_a (H_c - h_s)}{2}\right)\right)^2} J_0^2(k_c R_c) (H_c - h_s) \left(1 - \frac{\sin(\beta_a (H_c - h_s))}{\beta_a (H_c - h_s)}\right) + \frac{\beta_s^2}{k_c^2} \frac{\left(\sin\left(\frac{\beta_s h_s}{2}\right)\right)^2}{\left(\cos\left(\frac{\beta_a (H_c - h_s)}{2}\right)\right)^2} R_c J_0'^2(x_{0p}) \left(1 + (\cos(\beta_a H_c))^2\right) \right\} \quad (43)$$

avec la profondeur de peau des parois métalliques δ_c telle que :

$$\delta_c = \sqrt{\frac{2}{\mu_0 \omega_0 \sigma_c}} \quad (44)$$

avec σ_c la conductivité électrique métallique de la cavité, déterminé selon l'annexe 4, d'où le calcul des tangentes de pertes :

$$\tan \delta = \frac{1 - |S_{21}|}{Q_L} \left(1 + \frac{W_a}{W_s} - \frac{P_a}{\omega_0 W_s}\right) \quad (45)$$

Le processus de manipulation pour déterminer alors la permittivité et les pertes diélectrique d'un matériau inconnu est le suivant :

1. Mesure de la fréquence de résonance et du facteur de qualité de la cavité cylindrique à vide, sans échantillon.
2. Mesure de la fréquence de résonance et du facteur de qualité de la cavité cylindrique en charge, avec l'échantillon.

Annexe 3. Détermination de la conductivité avec une cavité cylindrique

La démonstration suivante s'appuie sur les travaux présentés en [18].

La conductivité électrique est déterminée à partir de deux mesures consécutives de facteur qualité avec une cavité en métal, dont les pertes sont ainsi caractérisées car elles ne sont dues qu'au matériau métallique. La cavité de caractérisation dispose d'un capot supérieur complètement libre, pouvant être remplacé par le matériau à caractériser.

La fréquence pour laquelle la conductivité est extraite est celle du mode considéré. Les modes de résonance utilisés pour cette caractérisation sont les TE_{01p} , $p > 0$, dont la Figure 131 présente les répartitions de champs du premier, le TE_{011} .

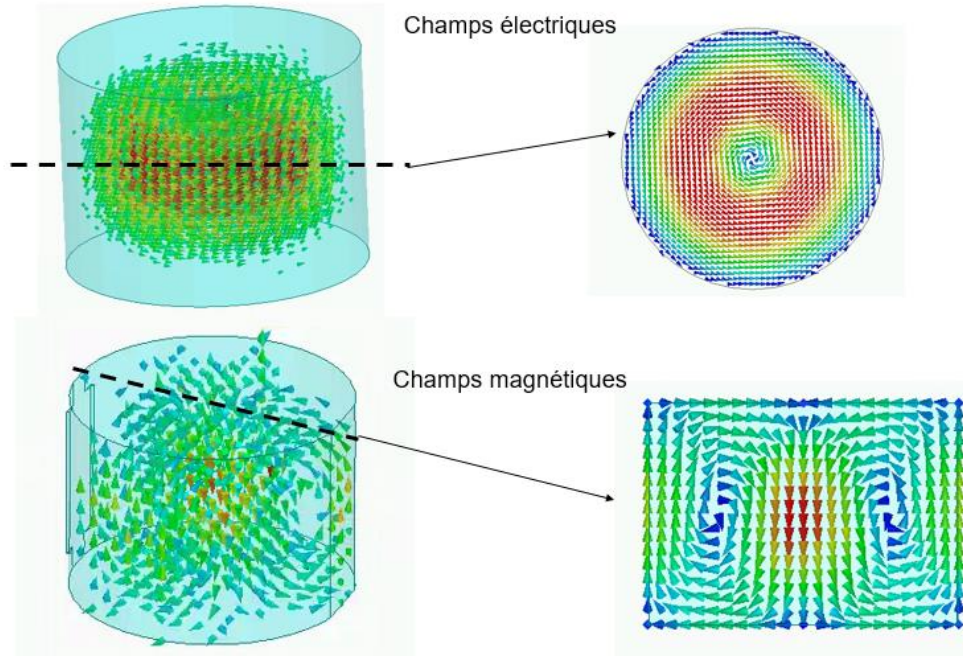


Figure 131 : représentation et vues en coupe des composantes électriques et magnétiques du mode TE_{011}

Pour les modes TE_{01p} , dans un repère cylindrique, il n'existe qu'une composante de champ électrique selon le vecteur $\vec{u}_\theta$, décrites par l'équation :

$$E_\theta = jA_0 \eta \frac{k_c}{k} \sin(k_g z) J'_0(k_c r) \quad (46)$$

et pour le champ magnétique, les composantes sont seulement $\vec{u}_r$ et $\vec{u}_z$, dont les équations sont :

$$H_r = A_0 \frac{k_c k_g}{k^2} \cos(k_g z) J'_0(k_c r) \quad (47)$$

$$H_z = A_0 \frac{k_c^2}{k^2} \sin(k_g z) J_0(k_c r) \quad (48)$$

avec $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, $k_g = \frac{\pi}{H_c}$, $k_c = \frac{x'_{0p}}{R_c}$, où $\lambda = 2\pi/f_0$, A_0 est une constante d'amplitude, η est l'impédance d'onde caractéristique du vide, R_c et H_c respectivement le rayon et la hauteur de la cavité, J_0 la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0, J'_0 la dérivée de la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0 et x'_{0p} le p-ième zéro de $J'_0(x)$.

Or le facteur de qualité à vide de la cavité peut être défini comme l'énergie totale électromagnétique sur la puissance perdue par cycle, soit :

$$Q_0 = \omega \frac{E_T}{P_m} \quad (49)$$

D'après les expressions du champ, il est possible de calculer l'énergie emmagasiné, E_T , dans la cavité et d'établir l'expression de la puissance perdue, P_m . Cette dernière étant exclusivement due aux pertes métalliques, puisqu'il n'y a pas de diélectrique dans la cavité, il est possible de la relier à la conductivité électrique du matériau de la cavité.

Pour l'énergie totale dans la cavité, nous avons :

$$E_T = \frac{1}{2} \iiint \epsilon_0 \epsilon E E^* d v \quad (50)$$

Sachant que $\epsilon = 1$, car la résonance s'effectue dans l'air et que $\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$, nous obtenons après calcul avec (iv) :

$$E_T = \frac{\mu_0}{4} \left(\frac{k_c}{k} \right)^2 \pi H_c R_c^2 J_0^2(k_c R_c) \quad (51)$$

En ce qui concerne les pertes métalliques, celles-ci sont déterminées sur chaque surface de la cavité par :

$$P_{surf} = \frac{R_s}{2} \iint \vec{H} \vec{H}^* d\vec{S} \quad (52)$$

Avec R_s la résistance de surface telle que :

$$R_s = \frac{1}{\sigma \delta_s} = \frac{1}{\sigma \sqrt{\frac{2}{\mu_0 \mu_s \omega}}} \quad (53)$$

où σ est la conductivité et δ_s la profondeur de peau, sachant que dans notre cas, $\mu_s = 1$. Le cylindre comporte trois surfaces sur lesquelles intégrer les pertes, les faces planes supérieures et inférieures (capots de la cavité) et la face cylindrique (corps de la cavité). Nous obtenons alors deux expressions en utilisant (47) et (48) dans (52) :

$$P_{face\ cylindrique} = \frac{\pi}{2} R_s \left(\frac{k_c^2}{k^2} \right)^2 R_c H_c J_0^2(k_c R_c) \quad (54)$$

$$P_{face\ plane} = \frac{\pi}{2} R_s \left(\frac{k_c k_g}{k^2} \right)^2 R_c^2 J_0^2(k_c R_c) \quad (55)$$

Nous pouvons donc exprimer le facteur de qualité à vide d'une cavité composé d'un seul matériau, supposé ayant une conductivité électrique identique pour chaque face, à partir de (49) et en utilisant (51), (54) et (55) :

$$Q_0 = \omega \frac{E_T}{P_m} = \omega \frac{E_T}{P_{face\ cylindrique} + 2 \cdot P_{face\ plane}} \quad (56)$$

Soit :

$$Q_0 = \frac{\omega \frac{\mu_0}{4} \left(\frac{k_c}{k} \right)^2 \pi H_c R_c^2 J_0^2(k_c R_c)}{\frac{\pi}{2} R_s \left(\frac{k_c^2}{k^2} \right)^2 R_c H_c J_0^2(k_c R_c) + \pi R_s \left(\frac{k_c k_g}{k^2} \right)^2 R_c^2 J_0^2(k_c R_c)} \quad (57)$$

Ce qui une fois simplifié donne :

$$Q_0 = \frac{\pi f_0 \mu_0 H_c R_c}{\frac{2 R_s}{k^2} \left(k_g^2 R_c + \frac{H_c}{2} k_c^2 \right)} \quad (58)$$

Cela nous permet d'exprimer la conductivité de la cavité, σ_{cav} , en fonction de la fréquence de résonance et du facteur de qualité à vide en retravaillant (57) avec l'expression de R_s de (53) :

$$\sigma_{cav} = Q_0^2 \frac{\left(2 \frac{k_g^2}{k^2} R_c + \frac{k_c^2}{k^2} H_c \right)^2}{\pi f_0 \mu_0 H_c^2 R_c^2} \quad (59)$$

Si maintenant, le capot supérieur de la cavité est remplacé par une plaque métallique de conductivité électrique inconnue, σ_{mat} , à déterminer, en repartant de (56), nous avons :

$$Q_0 = \omega \frac{E_T}{P_m} = \omega \frac{E_T}{P_{face\ cylindrique} + P_{face\ plane\ inf} + P_{face\ plane\ sup}} \quad (60)$$

Soit :

$$Q_0 = \frac{\omega \frac{\mu_0}{4} \left(\frac{k_c}{k}\right)^2 \pi H_c R_c^2 J_0^2(k_c R_c)}{\frac{\pi}{2} R_s \left(\frac{k_c^2}{k^2}\right)^2 R_c H_c J_0^2(k_c R_c) + \frac{\pi}{2} R_{s\ cav} \left(\frac{k_c k_g}{k^2}\right)^2 R_c^2 J_0^2(k_c R_c) + \frac{\pi}{2} R_{s\ mat} \left(\frac{k_c k_g}{k^2}\right)^2 R_c^2 J_0^2(k_c R_c)} \quad (61)$$

Ce qui donne après simplification :

$$Q_{0\ cav+mat} = \frac{\pi f_0 \mu_0 H_c R_c}{R_{s\ mat} \frac{k_g^2}{k^2} R_c + R_{s\ cav} \left(\frac{k_g^2}{k^2} R_c + \frac{k_c^2}{k^2} H_c\right)} \quad (62)$$

D'où la conductivité électrique du matériau inconnu est extraite à partir de l'expression de la résistance de surface :

$$\sigma_{mat} = \frac{1}{\left(\frac{H_c}{Q_{0\ cav+mat}} \frac{\sqrt{\pi f_{0\ cav+mat} \mu_0}}{\frac{k_g^2}{k^2}} - \left(1 + \frac{k_c^2 H_c}{k_g^2 R_c} \right) \frac{1}{\sqrt{\sigma_{cav}}} \right)^2} \quad (63)$$

Le processus de manipulation pour déterminer alors la conductivité électrique d'un matériau inconnu est le suivant :

3. Mesure de la fréquence de résonance et du facteur de qualité de la cavité cylindrique homogène, constitué d'un seul matériau uniforme.
4. Extraction de la conductivité de la cavité de caractérisation à partir des précédentes mesures.
5. Mesure de la fréquence de résonance et du facteur de qualité de la cavité cylindrique dont la face supérieure a été remplacée par le matériau à caractériser.
6. Extraction de la conductivité électrique du matériau inconnu à partir des précédentes mesures et de la conductivité de la cavité de caractérisation.

Annexe 4. Eléments de synthèse et d'analyse de filtres microondes

Cette annexe présente des éléments de synthèse et d'analyse de filtre par matrice de couplage. Les références [23] et [122] ont principalement servi pour la rédaction de cette annexe, mais il existe une vaste littérature à ce sujet.

Annexe 4.1. Filtre physique et matrice de couplage

La matrice de couplage est associée à un modèle mathématique pour un filtre physique, dans le but de comprendre son comportement. L'objectif est de réaliser un filtre répondant au gabarit. Cette modélisation (non-détaillée dans cette annexe) rend compte au travers d'une matrice des différentes interactions entre les résonateurs du filtre, et permet leur quantification.

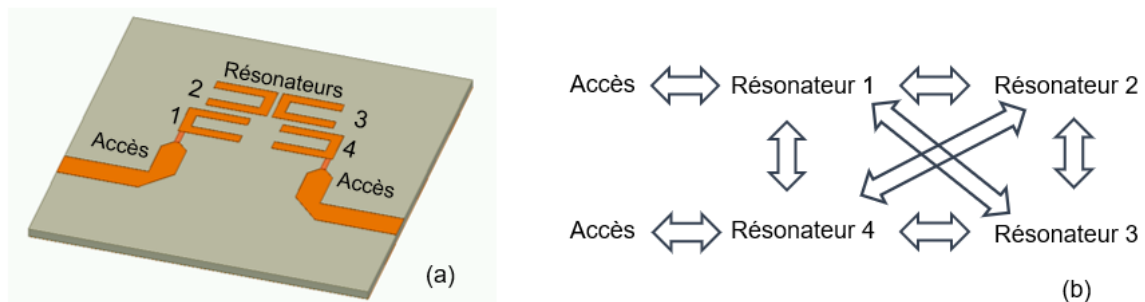


Figure 132 : vue CAO d'un filtre physique de type Hairpin à 4 résonateurs (a) et représentation des couplages pouvant intervenir entre chaque résonateur (b)

La Figure 132 représente un exemple de filtre à 4 résonateurs, et symbolise les couplages pouvant exister entre chacun d'eux. Une matrice de couplage est associée à ce filtre, réalisée selon la topologie désirée [23], et normalisée en fonction de la fréquence centrale et de la bande passante. Par exemple, la topologie présentée dans la Figure 133 mène à une matrice de couplage où sont présents les couplages du résonateur 1 aux résonateurs 2 et 4, du résonateur 4 aux résonateurs 1 et 3, entre les résonateurs 2 et 3, et entre les accès et les résonateurs 1 et 4. Les coefficients de la diagonale de la matrice représentent le décalage en fréquence centrale de chaque résonateur, si ceux-ci sont mal accordés, les valeurs sont différentes de 0.

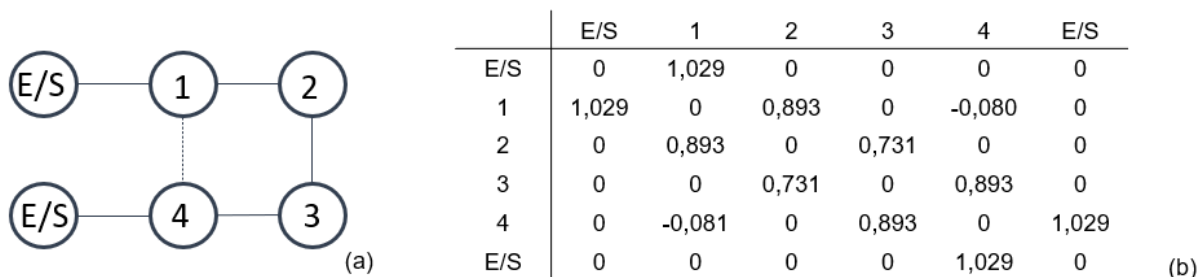


Figure 133 : exemple de topologie à 4 résonateurs et matrice de couplage idéale associée

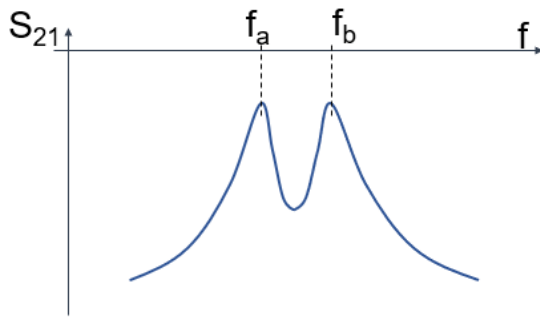
Annexe 4.2. Synthèse de filtre

La synthèse de filtre se fait par étape, à partir du gabarit du cahier des charges.

La première étape consiste à choisir la technologie de réalisation. Le choix est fonction des facteurs de qualité souhaités, et des différents compromis sur la taille, la masse et le coût de réalisation du filtre final. Ensuite un premier résonateur est dimensionné à la fréquence

centrale du filtre, et avec les excitations requises par les configurations des champs de modes de résonances utilisés.

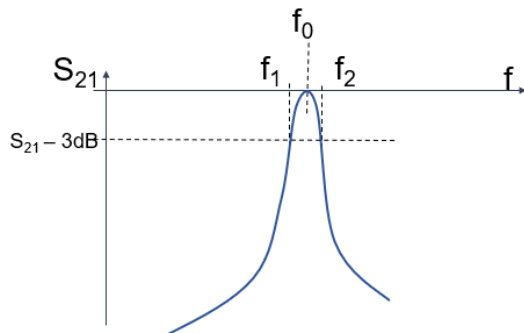
La deuxième étape consiste à déterminer les couplages inter-résonateur et les couplages aux accès que l'on peut réaliser avec la technologie choisie. La détermination des couplages inter-résonateurs se fait à l'aide d'une simulation de deux résonateurs faiblement couplés. Les deux modes qui s'établissent dans la structure mènent à une réponse en fréquence présentée en Figure 134. La valeur absolue du couplage inter-résonateur est ensuite calculée à partir de la formule (64), cette valeur est à normaliser pour être comparée avec celles de la matrice de couplage.



$$|M_{ab}| = \frac{f_b^2 - f_a^2}{f_b^2 + f_a^2} \quad (64)$$

Figure 134 : détermination d'un couplage inter-résonateur

Pour la quantification des couplages aux accès (E/S vers résonateur 1 ou 4), une possibilité consiste à réaliser une simulation sans pertes, du résonateur et de ses excitations (en transmission). Le facteur de qualité obtenu, Figure 135, est appelé facteur de qualité externe, Q_{ext} . Il rend uniquement compte des pertes dues au couplage du résonateur, car toutes les autres pertes ont pu être annulées lors de la simulation. La valeur du couplage est alors déterminée selon la formule 65.



$$M_{accès} = \frac{1}{Q_{ext}} \quad (65)$$

$$\text{avec : } Q_{ext} = \frac{f_0}{\Delta f}$$

$$Q_{ext} = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$$

Figure 135 : détermination du couplage à l'accès

La détermination des couplages aux accès possibles pour un type de résonateur est importante, car ils préfigurent des capacités des filtres réalisables. Le Q_{ext} minimal obtenu, et donc le couplage à l'accès maximal pouvant être atteint, détermine approximativement la bande passante maximale qu'il est possible d'atteindre (Δf). Il est généralement possible de réaliser des valeurs de couplage plus faibles mais obtenir des valeurs plus élevées est incertain.

Ensuite la matrice de couplage idéale du filtre est calculée. Nous disposons, au sein de l'équipe MACAO à Xlim, d'un outil de calcul de la matrice à partir du gabarit souhaité, dont l'interface est présentée en Figure 136. Cet outil a été développé par A. Périgaud [123] et S. Bila [124].

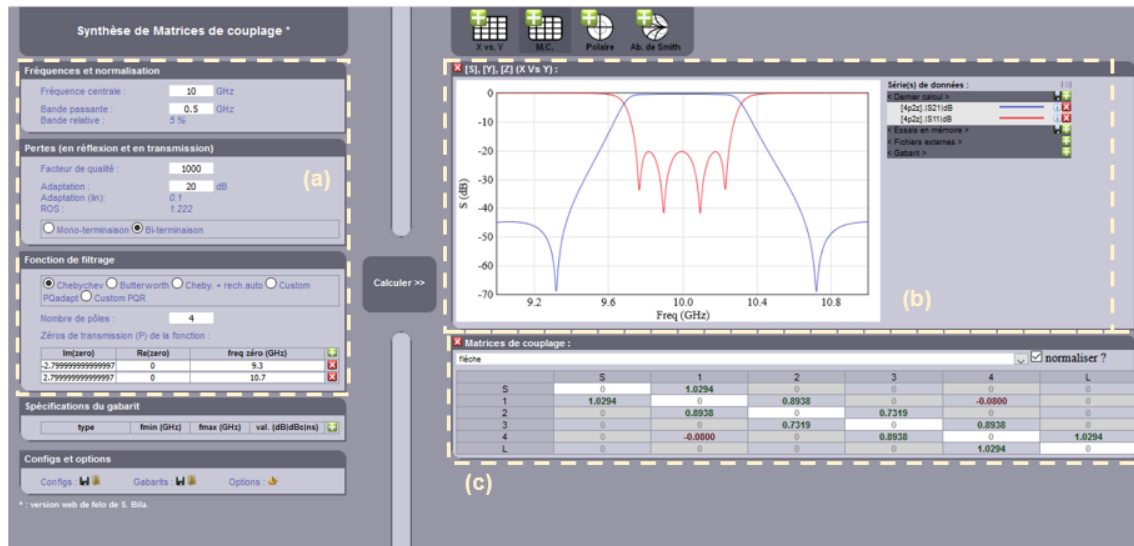


Figure 136 : vue de l'interface graphique de l'outil de l'équipe MACAO permettant la synthèse de matrice de couplage idéale, informations du gabarit (a), vue de la synthèse idéale (b) et matrice de couplage correspondante (c)

Une fois les valeurs de cette matrice connues, nous pouvons assembler les résonateurs et réaliser les couplages requis pour former le filtre à synthétiser, à l'aide des simulations adossées aux formules précédentes.

Annexe 4.3. Optimisation de filtre

Une première simulation du filtre complet est alors effectuée et doit permettre de retrouver le gabarit désiré. Cependant cette simulation demande la plupart du temps à être optimisée. Les couplages parasites apparaissant dans la structure finale n'ont pour l'instant par été pris en compte.

L'étape suivante est alors l'optimisation du filtre. A partir de cette première simulation du filtre complet, une extraction est réalisée grâce à un second outil (Presto, développé en collaboration entre Xlim et l'Inria par S. Sefert et S. Bila [124]), qui permet d'obtenir la matrice de couplage correspondante à cette réponse simulée, Figure 137. Les matrices extraites et les objectifs sont comparés dans le but d'identifier les couplages à modifier. Par exemple, sur la Figure 137, on remarque que le couplage 1-4 est beaucoup trop fort, le couplage 2-3 également, la fréquence centrale des résonateurs est trop basse, etc.

Une première manière d'optimiser le filtre est de modifier les couplages identifiés comme insuffisants, en agissant sur la géométrie du filtre, puis de simuler à nouveau. Une nouvelle extraction de matrice mettra en évidence la conformité ou non de l'évolution de la réponse du filtre. Ces étapes sont alors à répéter jusqu'à respecter le gabarit demandé.

Une autre méthode est aussi disponible au laboratoire, expliquée dans [125]. Elle consiste à créer un modèle équivalent du filtre et des variations géométriques, à partir de plusieurs simulations électromagnétiques. L'optimisation du modèle équivalent est ensuite bien plus rapide car elle est effectuée sans simulation électromagnétique. Les résultats de l'optimisation fournissent toutes les variations géométriques à appliquer sur la géométrie du filtre pour correspondre au gabarit souhaité.

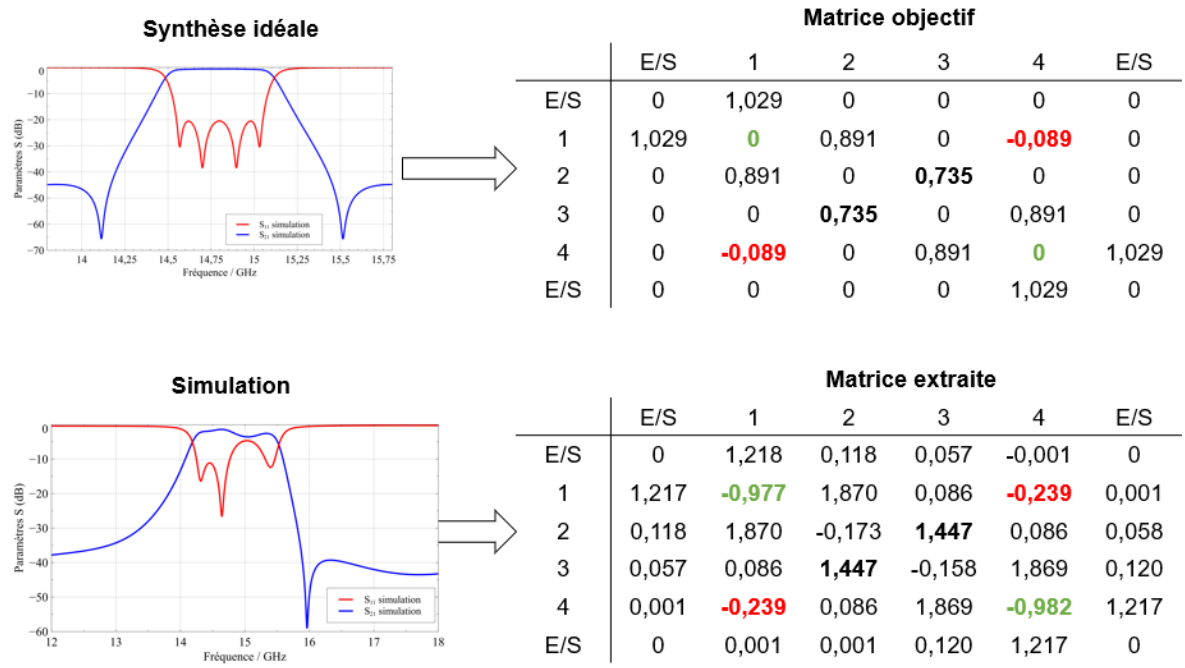


Figure 137 : synthèse et extraction de matrice de couplage utile lors de l'optimisation de filtre

Filtres hyperfréquences reportés en surface, à fort facteur de qualité et compensés en température

Ces travaux présentent une étude des filtres microondes hyperfréquences pour des applications de télécommunications par satellite, au travers l'analyse de deux thématiques : le report sur carte électronique, pour répondre aux besoins de performances, de compacité et de coûts maîtrisés, et la compensation en température, pour conserver la fonctionnalité malgré un environnement de travail extrême. La première partie décrit l'état de l'art : la simulation et la conception de dispositifs qui sont compensés en température ou reportés en surface.

La deuxième partie expose le principe des simulations multiphysiques et la modélisation des phénomènes électro-thermomécanique. Nous avons caractérisé les matériaux et les composants, afin de valider les simulations et d'obtenir une base de données. Grâce à un banc de mesure spécifique, nous avons mesuré les évolutions en fonction de la température, de la permittivité, de la conductivité, des pertes diélectriques, et de la dérive fréquentielle de résonateurs microondes.

Les deux dernières parties décrivent la conception des résonateurs et des filtres. Le report de ces composants volumineux, avec des propriétés physiques différentes du substrat d'accueil, demande une maîtrise experte des outils technologiques à disposition pour l'obtention de résultats satisfaisants. La stabilité fréquentielle des résonateurs nécessite des matériaux peu sensibles aux effets thermiques, ou une combinaison de matériaux aux propriétés connues pour que les différents phénomènes se compensent. Enfin, nous avons appliqué ces technologies à la synthèse et la réalisation de filtres à fort facteur de qualité.

Mots-clés : résonateurs microondes, filtres hyperfréquences, caractérisation de matériaux, simulations multiphysiques, mesures électrothermiques, compensation thermique.

Surface mounted microwave filter at a high-quality factor and with temperature compensation

In this work, we study microwave filters for space telecommunication with two main application fields. The devices should be surface mounted, on printed circuit board to remain low-cost with a minimal bulkiness and high performances. We also want the frequency functions to be kept efficient despite the temperature shift in space. The first chapter deals with the state of the art of the field by presenting the needs: the multiphysics simulations and the filter design, the surface mounted process, and their temperature compensation.

In the second chapters, we focused on the multiphysics modeling and how we have applied it in our study. We have also characterized the materials and the microwave system thanks to a dedicated measurement bench: the permittivity, the dielectric losses, the conductivity, and the frequency shift are collected to supply the databases.

In the last two chapters, we designed resonators and filters. The mounted surface technologies need to be well controlled to provide sufficient efficiency for the devices. We achieve thermal frequency stability by using specific materials, non-affected by thermal effects, or through a combination of materials with specific properties to create an offset. At last, we applied these techniques to show different types of filter that can be an answer to our needs.

Keywords: microwave resonator, high-frequency filters, material characterization, Multiphysics simulation, electrothermal measurements, thermal stabilization.

