

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTE de LIMOGES

Année : 2004

Thèse N° []

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"

présentée et soutenue par

Emmanuel PICARD

le 19 Mars 2004

Filtres planaires en technologies innovantes pour des applications multimédia

Thèse dirigée par Valérie Madrangeas et Dominique Cros

P. GUILLON	Professeur à l'Université de Limoges - IRCOM	Président
H. AUBERT	Professeur à l'ENSEEIH - Toulouse	Rapporteur
E. RIUS	Maître de conférences au LEST - Brest	Rapporteur
M. LEJEUNE	Professeur à l'ENSCI - Limoges	Examineur
V. MADRANGEAS	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Examineur
D. CROS	Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM	Examineur
P.-D. BOIVIN	Ingénieur THALES COMMUNICATIONS – Colombes	Examineur
J. C. MAGE	Ingénieur à THALES / CNRS – Orsay	Examineur
C. ZANCHI	Ingénieur au CNES - Toulouse	Examineur
D. BAILLARGEAT	Maître de conférences à l'Univ. de Limoges – IRCOM	Examineur
L. LECLERC	Ingénieur à THALES CRYOGENIE -Blagnac	Invité

SOMMAIRE

Chapitre I

Présentation du contexte des études dans le domaine des matériaux supraconducteurs et des matériaux coccuit basse température (LTCC)

THÈSE DIRIGÉE PAR VALÉRIE MADRANGEAS ET DOMINIQUE CROS.....	1
INTRODUCTION GÉNÉRALE	13
I INTRODUCTION ET CONTEXTE DES ÉTUDES	19
II LA TECHNOLOGIE SUPRACONDUCTRICE	26
II.1 HISTORIQUE DE LA SUPRACONDUCTIVITÉ.....	26
II.2 CHOIX DU SUBSTRAT	27
II.3 FABRICATION DE FILMS MINCES SUPRACONDUCTEURS	28
II.3.1 <i>La pulvérisation cathodique</i>	29
II.3.2 <i>L'ablation laser</i>	30
II.3.3 <i>Evaporation thermique</i>	31
II.4 RÉALISATION DU CIRCUIT : MÉTHODE DE GRAVURE	31
II.5 MODÉLISATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE DES MATÉRIAUX SUPRACONDUCTEURS À HAUTE TEMPÉRATURE CRITIQUE.....	33
II.5.1 <i>Une conductivité complexe</i>	34
II.5.2 <i>Une impédance de surface</i>	35
II.6 DÉVELOPPEMENTS DE LA TECHNOLOGIE SUPRACONDUCTRICE.....	36
II.7 APPLICATIONS DES FILMS MINCES SUPRACONDUCTEURS AUX MICROONDES	37
III LTCC, UNE TECHNOLOGIE D'INTÉGRATION ET DE RÉDUCTION DES COÛTS	41

III.1	LA TECHNOLOGIE LTCC	41
III.1.1	<i>Procédé de fabrication</i>	42
III.1.2	<i>Limitations des dessins</i>	44
III.2	CHOIX DES MATÉRIAUX LTCC	45
III.3	MODÉLISATION DE MODULES MICROONDES LTCC	46
III.4	QUELQUES EXEMPLES DE RÉALISATION	47
III.4.1	<i>Intégration de composants passifs</i>	47
III.4.2	<i>Exemple de filtres utilisant la technologie multicouche LTCC</i>	49
III.4.3	<i>Module LTCC regroupant plusieurs fonctions</i>	51
IV	CONCLUSION	52
	RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	53

Chapitre II

Conception et réalisation de filtres supraconducteurs sélectifs à bande passante étroite

I	INTRODUCTION : DESCRIPTION DU PROJET	59
I.1	SYSTÈMES EXISTANTS	60
I.2	SPÉCIFICATIONS PRÉLIMINAIRES DES FILTRES CRYOGÉNIQUES	65
I.2.1	<i>Spécifications physiques.....</i>	65
I.2.2	<i>Spécifications électriques.....</i>	67
II	CONCEPTION D'UN FILTRE SUPRACONDUCTEUR 12 PÔLES TCHEBYCHEV DE BANDE PASSANTE RELATIVE 0,26 % SUR UN SUBSTRAT DE LAALO₃.....	70
II.1	SYNTHÈSE DU FILTRE À L' AIDE DU LOGICIEL FILCAV	70
II.1.1	<i>Détermination de la matrice de couplage idéale et des résistances d'entrée - sortie</i>	70
II.1.2	<i>Le schéma électrique en éléments localisés</i>	71
II.2	ANALYSE SEGMENTÉE : DÉTERMINATION DES DIMENSIONS DU FILTRE.....	73
II.2.1	<i>Choix du substrat</i>	73
II.2.2	<i>Topologie du résonateur et dimensions</i>	73
II.2.3	<i>Construction des abaques pour déterminer les positions des systèmes d'excitation et des différents résonateurs.....</i>	75
II.3	ETUDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE GLOBALE	79
III	CONCEPTION D'UN FILTRE 12 PÔLES QUASI-ELLIPTIQUE DE BANDE PASSANTE RELATIVE 0,5 % SUR UN SUBSTRAT DE MGO.....	81
III.1	CAHIER DES CHARGES	81
III.2	SYNTHÈSE DU FILTRE : DÉTERMINATION DE LA MATRICE DE COUPLAGE IDÉALE ET DES RÉSISTANCES D'ENTRÉE SORTIE.....	81
III.3	ANALYSE SEGMENTÉE : DÉTERMINATION DES DIMENSIONS DU FILTRE.....	82

III.3.1	<i>Topologie du résonateur et dimensions</i>	82
III.3.2	<i>Construction des abaques pour déterminer les positions des systèmes d'excitation et des différents résonateurs</i>	83
III.4	ANALYSE ÉLECTROMAGNÉTIQUE GLOBALE.....	86
III.5	PROCÉDURE D'OPTIMISATION.....	87
IV	CONCEPTION, RÉALISATION ET TEST D'UN FILTRE 10 PÔLES TCHEBYCHEV DE BANDE PASSANTE RELATIVE 0,5 % SUR UN SUBSTRAT DE MGO	93
IV.1	DESCRIPTION DU RÉSONATEUR.....	93
IV.2	SYNTHÈSE	94
IV.3	ETUDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE GLOBALE	94
IV.4	OPTIMISATION DU FILTRE	95
IV.5	FABRICATION ET MESURES DU FILTRE TCHEBYCHEV.....	96
IV.6	SÉLECTIVITÉ.....	98
V	CONCEPTION D'UN FILTRE 10 PÔLES QUASI-ELLIPTIQUE DE BANDE PASSANTE RELATIVE 0,5 % SUR UN SUBSTRAT DE MGO	100
V.1	SYNTHÈSE	100
V.2	LE RÉTRO-COUPLAGÉ	100
V.3	ANALYSE ÉLECTROMAGNÉTIQUE GLOBALE.....	102
V.4	MESURES DU FILTRE QUASI-ELLIPTIQUE.....	103
V.5	PERSPECTIVES	105
VI	CONCLUSION	106
	RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	108

Chapitre III

Modélisation et conception de filtres intégrables en technologie céramique cocuite à basse température (LTCC)

I	INTRODUCTION : DESCRIPTION DU PROJET ET DE L'ÉTUDE.....	113
II	DESCRIPTION DE LA MÉTHODE D'ANALYSE DES STRUCTURES TRIDIMENSIONNELLES	116
II.1	LE LOGICIEL D'ANALYSE ÉLECTROMAGNÉTIQUE EMXD	116
II.1.1	<i>Le système d'excitation</i>	<i>116</i>
II.2	PARAMÉTRISATION EN FRÉQUENCE	117
III	MODULE LTCC PERMETTANT UN REPORT EN FLIP-CHIP	119
III.1	DESCRIPTION DU MODULE	119
III.2	DIMENSIONNEMENT DES LIGNES MICRORUBAN ET COPLANAIRE.....	121
III.2.1	<i>Adaptation de la ligne sur le module LTCC.....</i>	<i>121</i>
III.2.2	<i>Adaptation de la transition coplanaire</i>	<i>122</i>
III.3	OPTIMISATION DES DIMENSIONS DE LA STRUCTURE GLOBALE.....	123
III.3.1	<i>Analyse électromagnétique de la transition</i>	<i>123</i>
III.3.2	<i>Identification de la résonance à 33,5 GHz.....</i>	<i>124</i>
III.3.3	<i>Substrat de RO4003 évidé</i>	<i>126</i>
III.3.4	<i>Optimisation des transitions de la structure constituée du substrat RO4003 évidé et du socle métallique creusé</i>	<i>127</i>
III.4	RÉALISATION DES MODULES LTCC	128
III.4.1	<i>Création de plans pour la fabrication.....</i>	<i>128</i>
III.4.2	<i>Kit de calibrage TRL et méthode de Bianco & Parodi</i>	<i>130</i>
III.4.3	<i>Mesures des modules LTCC seuls.....</i>	<i>134</i>
III.4.4	<i>Mesures d'un module LTCC reporté sur le substrat de RO4003.....</i>	<i>141</i>

III.4.5	<i>Conceptions et mesures de filtres avec un dépôt d'argent</i>	142
III.4.6	<i>Filtres avec un dépôt d'or</i>	146
III.5	CONCLUSION.....	149
IV	MODULE PERMETTANT LE REPORT EN SURFACE DE COMPOSANT PASSIFS ET ACTIFS	150
IV.1	DESCRIPTION DU MODULE.....	150
IV.2	ANALYSE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	152
IV.3	MESURES DES MODULES DE REPORT EN SURFACE.....	154
IV.3.1	<i>Mesures des modules LTCC seuls</i>	154
IV.3.2	<i>Mesures d'un module LTCC intégré sur le substrat de RO4003</i>	156
IV.4	ETUDE DE L'AJOUT D'UN CAPOT MÉTALLIQUE.....	156
V	MODULE TRIPLAQUE	159
V.1	DESCRIPTION DU MODULE.....	159
V.2	ANALYSE EM DU MODULE LTCC AVEC UNE LIGNE TRIPLAQUE.....	160
V.3	MESURES D'UN MODULE LTCC AVEC UNE LIGNE TRIPLAQUE.....	162
V.4	FILTRE PLANAIRE EN TECHNOLOGIE TRIPLAQUE.....	163
V.4.1	<i>Topologies des filtres triplaques</i>	163
V.4.2	<i>Simulation électromagnétique avec Momentum</i>	164
V.4.3	<i>Mesures des filtres triplaques</i>	166
V.5	CONCLUSION.....	168
VI	PERSPECTIVE - FILTRES SUSPENDUS	169
VI.1	MODULE INTÉGRABLE EN SURFACE.....	169
VI.1.1	<i>Description du module</i>	169
VI.1.2	<i>Adaptation des lignes</i>	170
VI.1.3	<i>Optimisation</i>	171
VI.2	LIGNE SUSPENDUE SUR RO6002.....	172
VII	CONCLUSION	174
	RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	176

CONCLUSION GÉNÉRALE	181
ANNEXE 1	187
ANNEXE 2	188
ANNEXE 3	189

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Ces dernières années, dans le domaine des télécommunications, le trafic, les débits et la demande de mobilité, avec l'utilisation de systèmes de communication sans fil n'ont cessé de croître. Ces différents développements nécessitent un effort constant des industriels pour améliorer la qualité des services tout en minimisant les coûts de production.

L'accroissement des performances des systèmes de communications est possible grâce à une augmentation de la fréquence de fonctionnement des dispositifs hyperfréquences, à une meilleure utilisation du domaine spectrale, à une miniaturisation et à une plus forte intégration.

Les coûts de production peuvent être réduits par l'emploi de filières technologiques faciles à mettre en place sur une chaîne de production ou par des technologies permettant de réduire le nombre des stations de base.

Dans ce contexte, les travaux de recherche présentés dans ce mémoire concernent la conception et l'optimisation de filtres planaires supraconducteurs à bande passante très étroite, sélectifs et à faibles pertes d'insertion et des modules de filtrage millimétriques en technologie LTCC.

La technologie des supraconducteurs à haute température critique utilisée pour réaliser les filtres en réception des stations de base participe :

- à l'amélioration de la sensibilité : pour une même infrastructure cellulaire, réduction de la puissance émise par les terminaux avec augmentation de la longévité de la batterie
- à l'amélioration de la sélectivité : augmentation des capacités de réjection des interférences tout en minimisant les pertes d'insertions.

La technologie des céramiques cuites à basse température participe à l'élaboration de modules de filtrage millimétriques :

- avec un coût de production faible : la chaîne de production est automatisée et les couches de céramiques sont traitées en parallèle pour une grande partie de la fabrication
- avec un report des circuits aisé : les modules LTCC sont reportables sur la carte d'émission / réception LMDS par une soudure, qui est simple et peu onéreuse à réaliser
- avec de bonnes performances électriques : les caractéristiques électriques performantes du LTCC permettent de reporter des filtres sur un substrat de Rogers RO4003 qui est à bas coût et ne possède pas de bonnes caractéristiques électriques.

Nous nous appuyerons sur des outils d'analyse électromagnétique $2D^{1/2}$ et tridimensionnelle rigoureux et indispensables pour la mise au point de ces dispositifs hyperfréquences.

Dans le chapitre I nous décrirons la technologie employée pour la mise en place de deux systèmes de communication sans fil, l'UMTS et le LMDS.

Le premier système de communication l'UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) sera très prochainement mis en place pour la téléphonie mobile de troisième génération. Nous montrerons l'intérêt des matériaux supraconducteurs par rapport à d'autres technologies pour la réalisation de filtres planaires, sélectifs et à bande passante étroite. En effet, l'emploi de filtres supraconducteurs permettra une réduction du nombre des stations de base à implanter sur le territoire donc une économie dans le déploiement du réseau UMTS.

Le deuxième système de communication est le LMDS (Local Multipoint Distribution Service) qui permettra aux usagers d'accéder à l'Internet haut débit sans fil. Nous présenterons ce que sont les matériaux céramiques cocuits à basse température (LTCC) ainsi que les possibilités et les innovations offertes par l'emploi de ces matériaux dans la réalisation de modules hyperfréquences plus performants et moins onéreux.

Au cours du chapitre II nous nous consacrerons à la conception et à la réalisation de filtres passe-bande utilisant la technologie des films minces d'YBaCuO. Nous explorerons

diverses possibilités en étudiant des topologies de filtres de type Tchebyshev et de type quasi-elliptique sur substrat de LaAlO_3 et de MgO . Ces filtres doivent répondre à un cahier des charges très stricte. Les contraintes électriques principales sont une bande passante relative étroite ($<0,5\%$) et une réjection hors bande passante très importante (< 60 dB) pour une utilisation optimale de la bande spectrale. La taille allouée du substrat est définie pour pouvoir insérer 6 filtres dans une seule enceinte cryogénique sur les têtes de mat. L'optimisation des filtres comportant un grand nombre de pôles sera réalisée en couplant au logiciel d'analyse électromagnétique Momentum le logiciel PRESTO permettant une identification des matrices de couplage. Nous terminerons ce chapitre en procédant à des mesures expérimentales d'un filtre 10 pôles Tchebyshev montés dans un boîtier. Un filtre 10 pôles quasi-elliptique avec 2 zéros de transmission est actuellement en cours de test.

Lors du troisième et dernier chapitre nous étudierons divers modules LTCC facilement reportables, en flip-chip ou en surface, sur des cartes d'émission / réception pour des applications LMDS. Les transitions de la carte d'émission / réception vers le module LTCC seront analysées à l'aide d'un logiciel électromagnétique et optimisées pour fonctionner sur une bande de fréquence allant de 1 GHz à 40 GHz. Une fois la transition optimisée, nous développerons des filtres passe bande autour de la fréquence de 26 GHz utilisant la technologie LTCC. Nous obtiendrons ainsi une fonction élémentaire de filtrage, packagée et facile à insérer sur une carte. Des mesures sur les transitions et les filtres réalisés nous permettront de valider les modèles simulés et de déterminer les limites de la technologie.

Chapitre I

Présentation du contexte des études dans le
domaine des matériaux supraconducteurs et
des matériaux coccuit basse température
(LTCC)

I Introduction et contexte des études

Cette dernière décennie, marquée par un besoin accru en termes de mobilité pour le grand public et les professionnels, a vu l'émergence des réseaux sans fil. Face à cette évolution des modes de vie et de travail, de nouvelles technologies font leur apparition et donnent naissance à de nouveaux systèmes et standards de communication sans fil, notamment l'UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) et le LMDS (Local Multipoint Distribution Service). Par l'intermédiaire de ces standards, les informations et les services provenant des réseaux peuvent être transmis à tout usager mobile.

Le développement et la mise au point de ces nouveaux systèmes très sophistiqués ne sont envisageables qu'avec l'émergence de technologies innovantes et performantes utilisant de nouveaux matériaux comme les supraconducteurs à hautes températures pour l'UMTS et les matériaux LTCC pour le LMDS.

La réussite de ces deux nouveaux systèmes tient essentiellement au développement d'une technologie à bas coût ainsi qu'à une amélioration des performances globales pour répondre à des attentes physiques et électriques toujours plus contraignantes.

Pour ces deux systèmes, la conception et la réalisation de filtres passe bande planaires sont des éléments clés qui font l'objet des travaux de recherche présentés dans ce mémoire.

Aujourd'hui, le développement important des services de radiocommunication mobile apporte de nouveaux problèmes et enjeux aux industriels. En France, le GSM constitue la base principale de l'offre des réseaux mobiles dans les bandes de 900 MHz et de 1800 MHz. Une nouvelle génération de système de communication mobile est mise en place sous la dénomination UMTS « Universal Mobile Telecommunication System » en Europe. Pour préserver les investissements déjà réalisés dans le GSM et minimiser les coûts, une migration progressive du GSM vers l'UMTS sera mise en place.

L'UMTS permettra de répondre à l'augmentation du trafic dans les réseaux et d'offrir des services multimédias sans fil grand public à débit élevé. Ce secteur est entièrement tributaire des fréquences allouées pour l'UMTS, autour d'une fréquence de 2 GHz (1920 – 1980 MHz et 2110 – 2170 MHz) et les besoins en terme de ressources spectrales sont donc très pressants. Ceci conduit à un accroissement du partage et à l'augmentation de l'efficacité d'utilisation de la bande spectrale.

Enfin, une rapide croissance du marché des réseaux mobiles sera possible que par une forte dynamique des innovations et une baisse des coûts.

Dans ce contexte, le projet de développement de stations de base pour l'UMTS, projet SUPRACOM (SUPRAconductivité pour COMmunication Mobile), financé par le RNRT (Réseau national de Recherche en Télécommunications) propose de réaliser pour l'industrie des radiocommunications mobiles un produit intégrable sur les têtes de mâts permettant de réduire de façon significative le bruit en réception. En effet, la suppression des pertes des câbles et l'utilisation de filtres avec des pertes d'insertion très faibles et une très grande sélectivité pour réaliser la chaîne de réception doivent permettre d'améliorer les performances des stations de base sur les points suivants :

- Augmentation de la sensibilité
 - _ pour une même couverture réduction du nombre de cellules (important en zone rurale)
 - _ pour une même infrastructure cellulaire réduction de la puissance émise par les terminaux avec augmentation de la longévité de leur batterie
 - _ réduction du nombre d'appels coupés

- Augmentation de la sélectivité

_ réjection efficace des émissions parasites et donc augmentation du trafic en zone urbaine

Le respect de ces deux spécifications, amènera une économie substantielle sur le nombre de stations de base à implanter en zone rurale et en zone urbaine.

Dans ce cadre, nous nous intéresserons plus particulièrement à l'étude du filtre faisant partie du module électronique faible bruit. Pour pouvoir atténuer fortement les signaux hors bande, le filtre doit être composé d'un grand nombre de circuits résonants ayant des facteurs de qualité élevés pour avoir de faibles pertes d'insertion.

Deux technologies sont donc aptes à répondre aux critères de la norme UMTS : la technologie volumique et la technologie supraconductrice.

La technologie volumique basée sur l'emploi de cavités métalliques, de guides ou de résonateurs diélectriques offre d'excellentes performances électriques. Les résonateurs diélectriques ont un coefficient de qualité élevé de l'ordre de 20 000 à 2 GHz et à température ambiante. Parmi les matériaux utilisés figure le saphir (Al_2O_3) qui à ce jour présente les pertes diélectriques les plus faibles dans la gamme des fréquences microondes. A 10 GHz la tangente de pertes du saphir est inférieure à 10^{-5} à température ambiante et décroît notablement lorsque l'on refroidit le monocristal pour atteindre 10^{-8} à 77 K selon la qualité du cristal. Le saphir a permis l'élaboration de composants présentant des pertes diélectriques 10 à 100 fois plus faibles que les céramiques utilisées jusqu'à présent. En confinant efficacement le champ électromagnétique dans le résonateur, ou en limitant les pertes métalliques sur les parois du blindage, il est alors envisageable d'obtenir avec ce type de résonateur, des facteurs de surtension de l'ordre de 170 000 à température ambiante et supérieurs à 10^7 à 77 K [1], [2].

Un filtre a été développé pour les stations de base avec des résonateurs diélectriques du commerce. Le filtre quasi-elliptique 8 pôles fonctionne à la fréquence de 1,94 GHz avec une bande passante de 15 MHz. Des mesures ont permis d'évaluer le facteur de qualité des résonateurs diélectriques à 24 500 [3].

Malgré les évolutions réalisées au cours de ces dernières années, le développement de nouveaux types de résonateurs diélectriques, l'utilisation de résonateurs bi-modes, etc., plusieurs problèmes persistent. Les filtres volumiques présentent des poids et des encombrements importants qui les rendent inappropriés au projet SUPRACOM. En effet, le poids du boîtier en haut de mât ne doit pas excéder 15 Kg pour permettre la manipulation par un installateur et pour pouvoir être supporté par le pylône. De plus, ces dispositifs ne sont pas directement compatibles avec la technologie des amplificateurs à faible bruit auxquels ils doivent être associés, nécessitant la réalisation de pièces métalliques complexes jouant le rôle de transitions.

Les filtres planaires utilisant la technologie supraconductrice ont un encombrement et un poids très faible, ils sont donc facilement intégrables en tête de mât. Ils présentent une excellente intégration avec les autres circuits électroniques et notamment avec l'amplificateur associé au filtre. Le système cryogénique utilisé pour le filtre supraconducteur est bénéfique à l'ensemble de la chaîne de réception. En effet, les composants semi-conducteurs (LNA) pourront ainsi être refroidis pour obtenir de très faibles facteurs de bruit.

Le facteur de qualité à vide des résonateurs supraconducteurs est très dépendant de la qualité des dépôts sur le substrat d'accueil ainsi que des résonateurs (forme et largeur des lignes). Il est de manière générale compris dans une gamme de valeurs allant de 10 000 à 40 000 à une fréquence $f = 2$ GHz et une température $T = 77$ K. La technologie planaire supraconductrice permet donc d'envisager avec confiance dans le cadre du projet SUPRACOM, la réalisation de filtres à bande très étroite avec des pertes d'insertion faibles et de poids et d'encombrements réduits.

Comme dans le cas de la téléphonie mobile, l'incroyable développement d'Internet s'appuie sur l'innovation des technologies. Là encore, pour l'Internet du futur, la « mobilité » est un élément clé. Actuellement trois technologies permettent l'accès au réseau local : la technologie filaire (ADSL, fibre optique), la technologie de type radio mobile (GSM, UMTS, ...) et la technologie de type radio fixe (LMDS, système satellitaire, ...).

Le système LMDS autorise donc l'accès à l'Internet rapide avec une couverture radioélectrique des zones concernées de type cellulaire (zone de 5 Km²). Le déploiement des réseaux est donc rapide et économique. Le système LMDS est très évolutif puisqu'il suffit à un futur abonné voulant se raccorder au réseau de se procurer le module de réception

hyperfréquence avec une antenne intégrée. De plus, un tel système est totalement compatible avec une utilisation nomade.

Dans ce cadre, l'objectif du projet RNRT EMILIE (Emetteur MILLimétrique intégrE) auquel nous participons est d'étudier le développement de composants élémentaires actifs (amplificateur, mélangeur) et passifs (filtre) nécessaires à la réalisation des têtes d'émission réception millimétriques LMDS pour l'accès Internet sans fil. Notre contribution dans ce projet porte essentiellement sur la conception de filtres planaires dans les bandes de fréquences millimétriques.

Pour soutenir la croissance et l'essor du marché LMDS, la technologie employée doit être à faible coût. C'est pourquoi les composants développés devront être compatibles avec la technologie de montage en surface (CMS : Chip Mounted Surface).

Deux technologies s'offre à nous pour mener à bien ce projet, une première technologie qui utilise le silicium micro usiné et une deuxième technologie qui est basée sur l'emploi des matériaux LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic).

- La technologie sur silicium micro usiné

Dans la technologie de micro-usinage, les lignes microrubans constituant le filtre sont suspendues sur une membrane de très faible épaisseur Figure 1. Les pertes diélectriques et les problèmes de dispersion rencontrés dans les systèmes planaires conventionnels sont alors éliminés car, la propagation des champs se fait essentiellement dans l'air. Il est donc possible de réaliser des filtres planaires avec de faibles pertes d'insertion [4], [5], [6]. Les facteurs de qualité à vide des résonateurs sont de l'ordre de 600 à des fréquences proches de 30 GHz.

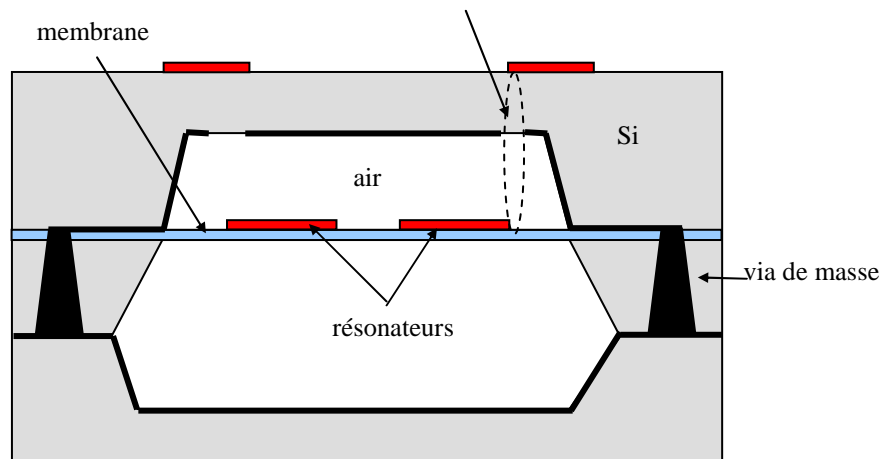


Figure 1 Structure micro-usinée

Des études sont actuellement en cours pour faciliter le report en surface des structures sur silicium micro-usiné. Dans ce cas, les systèmes d'accès sont placés sur le dessus du substrat supérieur et les couplages avec les lignes d'excitation du filtre se font par l'intermédiaire de fentes ou des vias verticaux micro-usinés puis métallisés.

La structure est complètement blindée par une métallisation des parois internes du silicium creusé et par la présence de vias tout autour du filtre afin de minimiser les pertes par rayonnement.

En conclusion, cette technologie est très intéressante car les pertes d'insertion sont très faibles, la fabrication est aisée et le coût est faible. Cependant, la technologie ne permet pas encore le montage en surface, du filtre packagé par report flip chip, en grande série dans le milieu industriel.

- La technologie LTCC

La technologie LTCC est en plein essor, le procédé de fabrication est bien maîtrisé par les industriels ce qui permet de fabriquer des circuits à bas coût avec de bonnes performances électriques. La céramique LTCC a de bonnes propriétés physiques et permet l'utilisation de conducteurs d'or et d'argent. Elle offre également une grande souplesse dans la conception de filtres par l'utilisation de multiples couches. Le blindage est assuré par l'emploi de nombreux vias disposés autour du circuit. Le produit final bénéficie donc d'un bon packaging, la céramique garantissant une bonne isolation contre l'environnement et les vias permettant de blinder entièrement la structure. Cette technologie est également compatible avec de nombreuses techniques d'assemblage dont le report en surface. De nombreux modules RF

microondes et optoélectronique ont été développés dans le domaine médical, militaire, des télécommunications de l'automobile, de l'avionique ...

La technologie LTCC a été retenue pour réaliser les différents modules à reporter en surface sur la carte d'émission réception en raison de ses différents attraits en termes de coûts de fabrication, de packaging et de degré de liberté dans la conception de l'ensemble filtre et transition. De plus, cette technologie permet de reporter des modules conçus sur un substrat avec de bonnes caractéristiques électriques sur un substrat de RO4003 à faible coût, avec une tangente de perte élevée et une faible définition des gravures. Enfin le produit final est facilement reportable avec un grand choix de techniques : BGA, Flip Chip.

Pour réaliser des filtres autour de 26 GHz avec de bonnes performances l'emploi de matériaux LTCC demande une bonne maîtrise des règles de conception.

La conception de filtres planaires en technologie supraconductrice et LTCC nous à conduit dans un premier temps à nous intéresser aux matériaux, aux procédés de fabrication et aux méthodes de modélisation et de simulation électromagnétique dans l'objectif de réaliser des choix.

II La technologie supraconductrice

II.1 Historique de la supraconductivité

En 1907, un laboratoire spécialisé en cryogénie réussit à obtenir l'hélium dans un état liquide, pour des températures inférieures à 4,2 K. L'hélium est le gaz qui se liquéfie à la température la plus basse. En 1911, le physicien néerlandais H. Kamelingh Onnes découvre la supraconductivité en remarquant qu'à une température inférieure à 4,2 K, un fil de mercure ne présente aucune résistance électrique en continu.

Cette résistance s'annule brusquement au-dessous d'une température critique notée T_c . Par la suite d'autres matériaux supraconducteurs sont découverts (plomb, niobium) mais leur température critique est toujours très basse (6 K), ce sont des supraconducteurs à basse température critique.

L'origine microscopique de la supraconductivité est décrite en 1957 par les physiciens américains John Bardeen, Leon Cooper, et Robert Schrieffer. Cette théorie (BCS) décrit la supraconductivité comme un phénomène quantique, elle a permis d'améliorer les propriétés de certains supraconducteurs et surtout de modéliser de nouveaux matériaux avec des températures critiques plus élevées.

En 1985, Alex Mueller et Georg Bednorz annoncent la découverte d'un composé supraconducteur à 30 K à base de lanthanides, de baryum et de cuivre ($\text{LaBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$). Leurs travaux sont reconnus par le prix Nobel l'année suivante. Ces découvertes repoussent les limites de la théorie B.C.S et relancent les recherches sur les composés supraconducteurs. Peu après, la découverte par un laboratoire américain d'un nouveau matériau supraconducteur à base d'yttrium, barium, cuivre et d'oxygène ($\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$, abrégé YBaCuO ou YBCO) à la température de 90 K, annonce l'apparition de la supraconductivité à haute température. L'utilisation de l'azote liquide à 77 K pour le refroidissement des matériaux supraconducteurs devient possible ce qui conduit à de nouvelles opportunités d'innovations.

Dans les applications micro-ondes, deux matériaux sont particulièrement utilisés, l'YBCO et le TBCCO ($\text{Ti}_2\text{Ba}_2\text{CaCu}_2\text{O}_{8+x}$) qui à une température de transition critique de 127

K. Pour des températures de fonctionnement aux alentours de 77 K, les films d'YBCO et de TBCCO ont des propriétés très voisines. Dans le cadre du projet SUPRACOM, le choix du matériau supraconducteur s'est porté sur l'YBCO car ses conditions de dépôt sont très bien maîtrisées et son coût reste moins élevé que le TBCCO [7]. Pour l'application de la supraconductivité aux dispositifs de filtrage planaires, il est nécessaire de bien connaître les caractéristiques des substrats disponibles afin d'obtenir un dépôt supraconducteur de bonne qualité, c'est à dire avec des résistances de surface très faibles.

II.2 Choix du substrat

Les efforts pour obtenir des films supraconducteurs de haute qualité ne se limitent pas aux techniques et processus de dépôts. Le choix d'un substrat approprié, de structure cristalline (paramètre de maille et orientation) compatible avec le supraconducteur à déposer et de propriétés électriques performantes, entre aussi en ligne de compte.

Les spécifications physiques du substrat sont une bonne résistance aux contraintes mécaniques lors du passage à température cryogénique, une maille cristalline adaptée et une surface propre et sans défauts, tout cela pour une croissance de films minces de bonne qualité [8], [9].

Les spécifications électriques sont une permittivité du substrat stable en fonction de la température et pour ne pas perdre les avantages de la supraconductivité, les pertes diélectriques doivent être très faibles.

L'oxyde de magnésium (MgO) est un excellent substrat, mono cristallin de structure cubique, pour l'utilisation de films supraconducteurs dans les applications micro-ondes. Le substrat MgO possède une faible constante diélectrique de 9,6 et une tangente de pertes de $5,5 \cdot 10^{-6}$ à une fréquence de 10 GHz et une température de 77 K. La surface de substrat disponible est de 9,6 cm de diamètre. Enfin, ce substrat est peu cher mais doit être manipulé avec précaution lors de la découpe car cassable.

Le lanthanate d'alumine (LaAlO_3) de structure cubique a un parfait accord de maille avec le dépôt d'YBaCuO. Ce substrat présente une constante diélectrique de 23,6 et une

tangente de pertes de $7,6 \cdot 10^{-6}$ à une fréquence de 10 GHz et une température de 77 K. La surface de substrat disponible est de 7,2 cm de diamètre. La constante diélectrique élevée permet de concevoir des circuits hyperfréquences de petites tailles. Ce substrat est plus cher que le substrat de MgO.

Le saphir (Al_2O_3) possède une structure de type hexagonal. Ses caractéristiques physiques sont très intéressantes, une permittivité de 11,6 parallèlement à l'axe c et 9,4 dans la direction perpendiculaire à l'axe c avec une tangente de pertes de $1,5 \cdot 10^{-8}$ à la fréquence de 10 GHz et la température de 80 K. La surface du cristal disponible a un diamètre de 10 cm. Ce substrat est moins utilisé que l'oxyde de magnésium et le lanthanate d'alumine notamment à cause de son anisotropie.

Pour répondre aux contraintes budgétaires du projet nous avons choisi de réaliser les filtres sur des substrats de MgO.

II.3 Fabrication de films minces supraconducteurs

Les techniciens réalisent actuellement des dépôts sur les deux faces du substrat cristallin choisi. L'épitaxie des dépôts supraconducteurs se fait en prédominance selon l'axe c perpendiculaire au substrat.

Une bonne maîtrise de la composition et de la microstructure des couches est primordiale pour l'obtention de films supraconducteurs à très faible résistivité. La croissance des couches est essentielle pour éviter une granularité du film supraconducteur. La présence de grains, d'orientation particulière, confèrent des propriétés d'anisotropie. De plus, une mauvaise stœchiométrie en oxygène peut provoquer l'apparition d'agrégats d'oxyde de cuivre.

Actuellement, les méthodes de dépôt en phase vapeur physique ou appelé PVD (pour Physical Vapor Deposition) [10], [11], [12] donnent les meilleurs résultats en ce qui concerne les supraconducteurs, trois méthodes de dépôts sont présentées dans ce paragraphe.

II.3.1 La pulvérisation cathodique

Le dépôt par pulvérisation cathodique est très utilisé dans le milieu industriel car il est facile à mettre en œuvre et permet d'obtenir des films de bonne qualité. Cette technique peut aussi être employée avec des matériaux solides ou difficiles à évaporer.

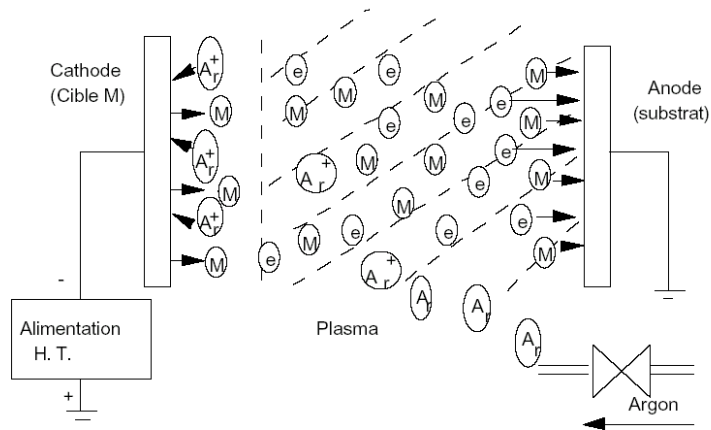


Figure 2 Schéma de principe de la pulvérisation cathodique

Un gaz inerte, l'argon, est injecté dans l'enceinte où le dépôt est réalisé pour créer le plasma. Le matériau cible est placé sur la cathode tandis que le substrat d'accueil est placé sur l'anode. Une différence de potentiel est appliquée entre les deux électrodes sous vide. Sous l'impact des particules énergétiques (Ar^+ ionisé), des particules de la cible sont éjectées. Les particules arrachées sont diffusées dans toute l'enceinte, certaines se déposent sur le substrat d'accueil et forment une couche mince. Cette méthode nécessite très souvent des recuits.

II.3.2 L'ablation laser

Cette technique est très répandue dans les laboratoires de recherche. L'ablation laser est un processus thermique d'évaporation sous vide permettant le dépôt de films minces (100 à 1000 angströms) de nombreux matériaux. Le principe de fonctionnement est le suivant. Le matériau cible est sublimé ou évaporé à haute température à l'aide d'un laser YAG très énergétique. Le spot du laser est focalisé sur une petite surface de la cible de 0,1 mm², ainsi seule une petite quantité de matériau est nécessaire. Il peut y avoir plusieurs cibles afin de réaliser des dépôts multicouches. Le matériau présent dans l'enceinte alimentée en oxygène se dépose sur le substrat placé en vis à vis. La vitesse de dépôt est contrôlée par la distance entre la cible et le substrat, la température de chauffe et le coefficient de collage du matériau évaporé.

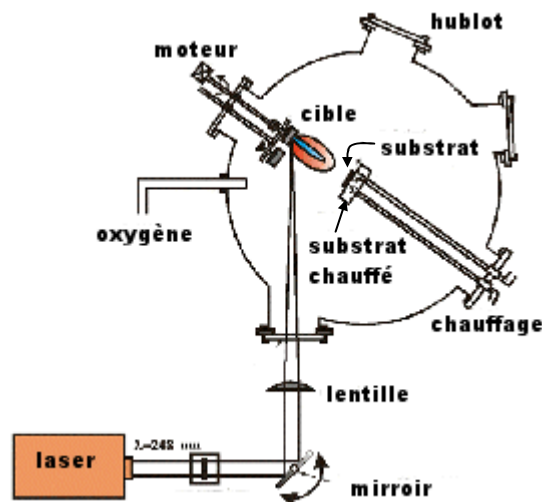


Figure 3 Principe du dépôt par ablation laser

Les avantages de cette méthode sont une bonne reproductibilité des dépôts, une bonne stoechiométrie et une fabrication aisée car un seul processus. Elle est bien adaptée au dépôt de matériaux de composition complexe comme YBaCuO et permet la réalisation de films denses. Elle permet aussi l'utilisation de cibles de petites dimensions[13]. Cependant, les dépôts ne peuvent être effectués que sur des petites surfaces.

II.3.3 Evaporation thermique

L'évaporation thermique est l'une des techniques de déposition les plus simples. Elle est particulièrement adaptée et peu chère pour la fabrication de films supraconducteurs sur de larges substrats. Le matériau à sublimer est placé sous vide dans un creuset puis chauffé à l'aide d'un filament réfractaire par effet Joule.

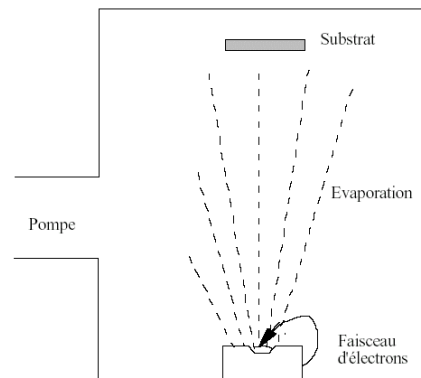


Figure 4 Schéma de principe d'un système de chauffage par faisceau d'électron

Dans ce cas, une attention toute particulière doit être apportée à la cible pour déposer le bon matériau sur le substrat.

Dans le cadre du projet SUPRACOM, THALES Recherche et Technologies réalise les dépôts supraconducteurs par la méthode de pulvérisation cathodique. L'épaisseur d'YBaCuO qui est déposée atteint 500 à 700 nm.

II.4 Réalisation du circuit : méthode de gravure

Deux méthodes de gravure peuvent être utilisées dans le cas des matériaux supraconducteurs. Dans de nombreux laboratoires, la méthode conventionnelle pour graver les motifs des circuits consiste à pratiquer une photolithographie puis une gravure chimique. Ces étapes de la préparation du circuit final sont décrites à la Figure 5.

- ① Une couche d'YBaCuO est uniformément répartie sur le substrat.
- ② La résine photosensible est répandue uniformément sur toute la surface du support.
- ③ Une fois le substrat recouvert d'une couche d'YbaCuO et de résine positive, il est soumis à une lumière visible ou à un rayonnement ultraviolet (UV) à travers un masque représentant le motif recherché.

④ et ⑤ Après avoir éliminé la résine insolée, les zones non protégées par celle-ci sont gravées par attaque acide.

⑥ Les restes de résine sont éliminés à l'aide d'un solvant, le support est prêt.

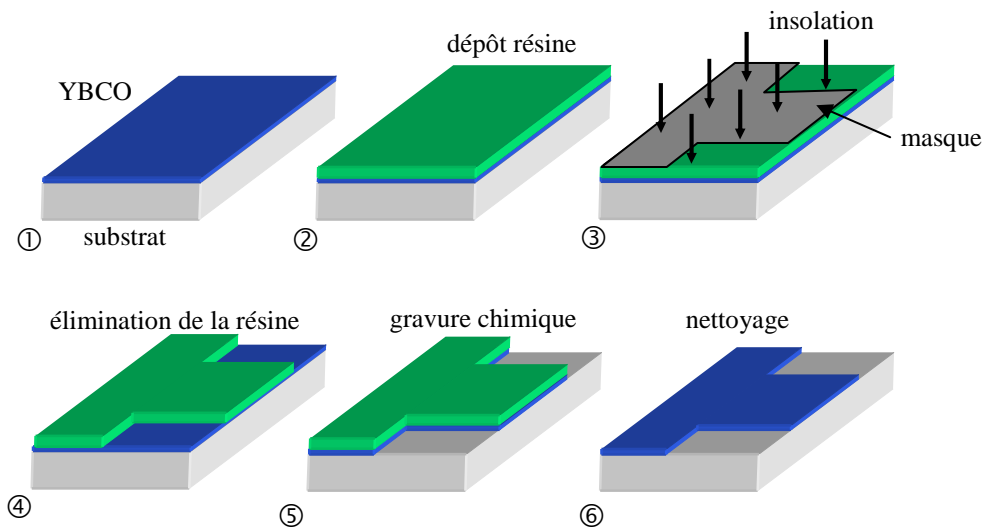


Figure 5 Photolithographie et gravure chimique

La photolithographie et la gravure ont fait l'objet d'études systématiques afin d'obtenir une technique de réalisation dégradant le moins possible les propriétés supraconductrices du film [14]. La précision de la gravure dépend à la fois de l'épaisseur de la métallisation et de la précision du masque.

La société THALES Recherche et Technologies a choisi d'utiliser une technique plus complexe et plus coûteuse à mettre en oeuvre, la gravure ionique qui n'utilise aucun produit chimique. Cette gravure mécanique est réalisée par bombardement d'espèces atomiques.

① Une couche d'YBaCuO est uniformément répartie sur le substrat.

② Les ions arrachent les molécules d'YBaCuO dans les zones non protégées par le masque.

③ Le motif final est identique au motif du masque.

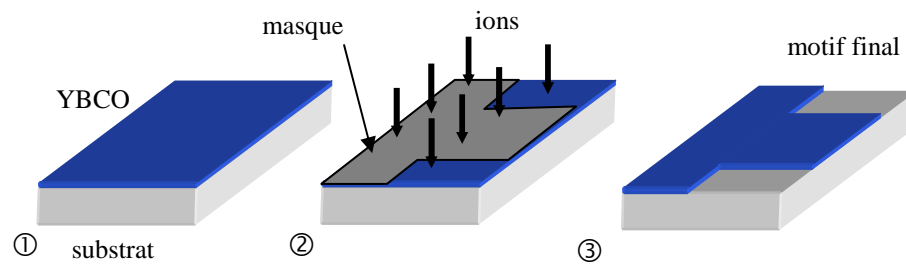


Figure 6 Gravure ionique

Avec cette technique, la précision de la gravure est de l'ordre du micromètre.

Pour terminer la fabrication d'un circuit planaire, un film en or d'une épaisseur de l'ordre de 400 nm est déposé sur la surface supraconductrice qui constitue le plan de masse et des plots d'or sont rajoutés sur les lignes d'excitation supraconductrices pour avoir de bons contacts électriques lors des mesures.

Pour concevoir les filtres planaires utilisant des films minces supraconducteurs, il est indispensable d'utiliser des logiciels électromagnétiques pour éviter tout réglage après la gravure.

II.5 Modélisation électromagnétique des matériaux supraconducteurs à haute température critique

La validité des résultats de simulation repose sur une bonne connaissance des caractéristiques électriques des matériaux et de leur modélisation. Les supraconducteurs à haute température critique posent quelques problèmes théoriques. En effet, différents modèles physiques existent mais aucun ne permet de les décrire parfaitement.

Sous le logiciel de simulation Momentum permettant de simuler des circuits planaires, le matériau supraconducteur peut être caractérisé par une conductivité volumique ou une impédance de surface. Ces paramètres électromagnétiques sont déterminés en utilisant les équations de MAXWELL associées aux équations de LONDON et au modèle à deux fluides.

II.5.1 Une conductivité complexe

Le courant total J dans la couche supraconductrice est la somme du courant des électrons normaux J_n et du courant des super- électrons J_s [15], [16], [17].

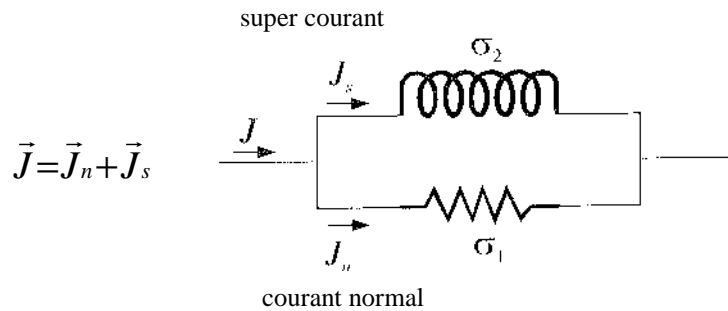


Figure 7 Modèle à deux fluides

La loi d'Ohm caractérise les électrons porteurs normaux, le courant normal s'écrit :

$$\vec{J}_n = \sigma_n(T) \times \vec{E}$$

L'équation de LONDON décrit l'apparition des super- électrons en dessous de la température critique et le super courant s'écrit :

$$\vec{J}_s = \sigma_s(T) \times \vec{E} \quad \sigma_s = \frac{1}{\omega \times \mu_0 \times \lambda^2(T)}$$

T : température de l'échantillon

$\lambda(T)$: profondeur de pénétration à la température T

La conductivité s'exprime sous forme complexe en fonction de la conductivité des super- électrons et des électrons normaux.

$$\sigma(T) = \sigma_n(T) - j\sigma_s(T)$$

Pour simuler les filtres supraconducteurs sous le logiciel Momentum nous avons choisi de travailler avec le modèle d'impédance de surface proposé par les professeurs VENDIK [19]. Ce modèle approximatif simple, a été utilisé et validé dans le cadre de précédents travaux menés à l'IRCOM [7], [15], [18]. L'impédance de surface utilisée dans le cadre du projet est $(2e^{-5} + j 0,007)\Omega$ pour une fréquence de 2 GHz et une température de 77K.

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1-f(t)}} \quad \text{avec } t = T/T_c$$

λ_0 est la profondeur de pénétration à la température de zéro kelvin

Dans le cas des matériaux supraconducteurs à haute température critique, la fonction $f(t)$ dépend du modèle empirique utilisé. Par exemple $f(t) = t^{3/2}$ pour les professeurs VENDIK [19].

II.5.2 Une impédance de surface

Un matériau supraconducteur est un matériau qui perd toute résistance en dessous d'une certaine température appelée température critique T_c ou température de transition.

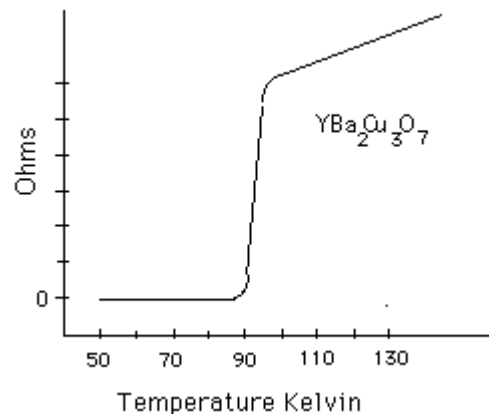


Figure 8 Résistance de l'YBaCuO en fonction de la température

L'impédance de surface d'un supraconducteur s'exprime de la façon suivante :

$$Z_s = R_s + j X_s \quad R_s \text{ exprime la résistance de surface et } X_s \text{ sa réactance}$$

Si le film supraconducteur possède une épaisseur d comparable à la profondeur de pénétration de LONDON λ , l'impédance s'écrit :

$$Z_s = (\omega \mu_0)^2 \frac{\lambda^2(T)}{d} \sigma_n(T) + j \omega \mu_0 \frac{\lambda^2}{d}$$

Pour un film mince supraconducteur, la résistance de surface est proportionnelle à $\omega^2 \times \sigma_n$ alors que pour un conducteur classique comme le cuivre utilisé couramment dans les

applications hyperfréquences, la résistance de surface R_s est proportionnelle à $\left(\frac{\omega}{\sigma_n}\right)^{\frac{1}{2}}$. La Figure 9 illustre ce phénomène sur une bande de fréquence de 100 MHz à 100 GHz.

La résistance de surface d'un film d'YBaCuO est approximativement de $200 \mu\Omega$ à une fréquence de 10 GHz et une température de 77 K soit 200 fois moins que la résistance du cuivre à température ambiante et à fréquence égale.

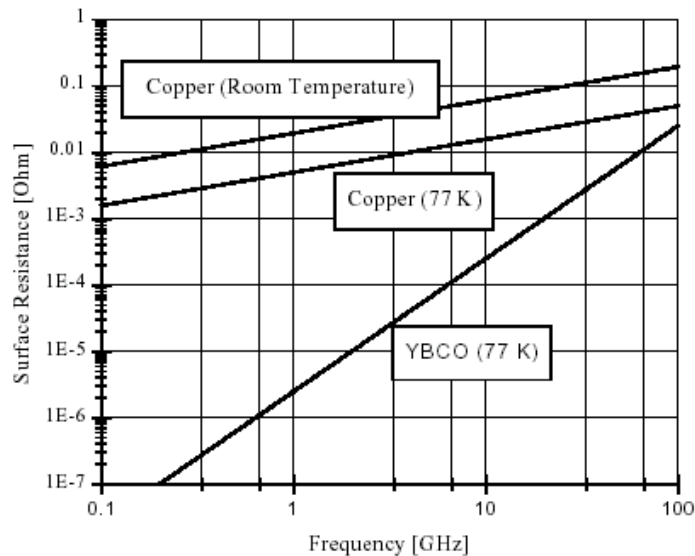


Figure 9 Impédance de surface d'un film mince supraconducteur

Au delà d'une certaine fréquence de travail, l'utilisation de films minces supraconducteurs n'est plus justifiée, l'écart de performance sur l'impédance de surface en comparaison avec le cuivre est réduit.

Les performances des systèmes microondes à base de matériaux supraconducteurs à haute température dépendent directement de la résistance de surface des films minces supraconducteurs.

II.6 Développements de la technologie supraconductrice

La technologie supraconductrice est restée longtemps un sujet confiné dans les laboratoires de recherche des physiciens. Depuis que les matériaux supraconducteurs à haute température ont été découverts, de nouvelles applications sont apparues notamment avec le soutien de l'Etat et des industriels. De plus, les récents progrès apportés aux systèmes de refroidissement ont contribué au développement de dispositifs supraconducteurs dans le

domaine militaire, des systèmes de télécommunications mobiles, et dans le domaine de la médecine (Imagerie par Résonance Magnétique, Résonance Magnétique Nucléaire).

Les matériaux supraconducteurs jouent un rôle de plus en plus important dans de nombreuses applications de filtrage, dans le domaine des télécommunications spatiales avec le programme américain HTSSE-II [20], [21], le projet RNRT SERACS [7] et dans les systèmes de communication sans fil pour les stations de base.

II.7 Applications des films minces supraconducteurs aux microondes

De nombreuses topologies de résonateurs et de filtres ont été développés ces dernières années afin de répondre à des contraintes électriques et physiques de plus en plus strictes. L'emploi des supraconducteurs a permis aux développeurs d'imaginer de nouvelles formes de résonateurs.

Une liste non exhaustive de résonateurs planaires supraconducteurs en éléments distribués, développés pour répondre à divers critères électriques et physiques est présentée dans ce paragraphe.

Ces différentes formes de résonateurs sont apparues avec l'emploi des matériaux supraconducteurs, pour diminuer l'encombrement des dispositifs, obtenir des couplages inter-résonateurs faibles sans augmenter les distances et pour réduire les couplages parasites [22]. L'emploi de tels résonateurs est réservé à l'usage des supraconducteurs. Avec des conducteurs à température ambiante, l'obtention d'un facteur de qualité élevé serait alors compromis.



Figure 10 Résonateurs en spirale

Le résonateur en double spirale a permis de réaliser un filtre 4 pôles, avec des pertes d'insertion de 0,2 dB à la fréquence centrale 1,75 GHz et de bande passante relative 0,85 %.

Le substrat utilisé est l'oxyde de magnésium MgO d'une épaisseur de 500 μm avec un dépôt d'YBaCuO [23].

Le résonateur à simple spirale est utilisé dans un filtre beaucoup plus sélectif à 10 pôles de fréquence centrale 845 MHz, de bande passante 16 MHz (0,7 % de bande) et comprenant 3 zéros de transmission. Ce filtre présente des pertes d'insertion de 0,22 dB. Le substrat utilisé est le MgO avec un dépôt de TBCCO [24].



Figure 11 Résonateur en zig zag et résonateur en anneau ouvert

Le résonateur en zig zag a permis de réaliser un filtre 8 pôles de fréquence centrale de 1,8 GHz et de bande passante 15 MHz (0,83% de bande) dans le cadre du projet SUCOMS (Superconducting Systems for Communications). Ce filtre présente des pertes d'insertion de 0,3 dB. Le filtre est déposé sur un substrat de LaAlO_3 de 500 μm d'épaisseur et la métallisation est réalisée avec un dépôt d'YBaCuO [25].

Le résonateur en anneau ouvert est utilisé pour un filtre à la fréquence centrale de 1,775 GHz et de bande passante 15 MHz, pour le projet SUCOMS. Le substrat d'accueil est le LaAlO_3 de dimensions 0,5 \times 23,5 \times 39 mm avec une métallisation YBaCuO [26].

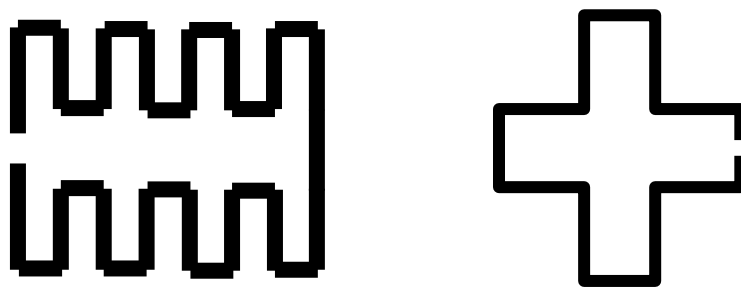


Figure 12 Résonateur à méandres et résonateurs en croix en anneau ouvert

Toujours pour le projet SUCOMS, le résonateur à méandre entre dans la fabrication d'un filtre 8 pôles, avec une fréquence centrale de 1,775 GHz et une bande passante de 15

MHz. Ce filtre présente des pertes d'insertion de 0,23 dB. Le substrat d'accueil est le MgO de dimensions $0,3 \times 22,5 \times 39$ mm avec une métallisation YBaCuO [27].

Le résonateur en croix en anneau ouvert a permis de réaliser un filtre 4 pôles de fréquence centrale 4 GHz et de bande passante 130 MHz (3,2 % de bande) dans le cadre d'une thèse à l'IRCOM [15] pour des applications spatiales. Un substrat de lanthanate d'alumine d'épaisseur 500 μm et des films minces de TBCCO ont été utilisés. Les pertes d'insertions intrinsèques du filtre ont été chiffrées à 0,35 dB à $T = 77$ K.

Dans les exemples présentés, la ligne résonante de longueur électrique $\lambda/2$ est enroulée ou repliée sur elle même afin de limiter l'encombrement du résonateur. De plus, une telle topologie permet de limiter les radiations du champs.

Dans le cas classique d'un résonateur en demi longueur d'onde, le courant est plus fort au milieu de la ligne créant des charges négatives à une extrémité de la ligne et des charges positives à l'autre extrémité. Cela signifie que le champ électrique est maximum aux extrémités de la ligne et que le champ magnétique est maximum au milieu.

Les repliements de la ligne sur elle même apportent plusieurs améliorations.

- Les dimensions du résonateur sont réduites en limitant les effets capacitifs et inductifs.
- L'énergie est peu rayonnée, elle est davantage concentrée sur le résonateur. Le couplage entre les résonateurs est donc plus faible. Ce type de résonateur présente un grand avantage pour la réalisation de filtres à bande passante étroite ($< 1\%$) où de faibles couplages entre les résonateurs sont nécessaires. La seule façon pour satisfaire les couplages faibles avec des résonateurs « classiques », où le champ électromagnétique rayonne, est d'augmenter considérablement l'espace entre les résonateurs. Le filtre occupe alors une grande place et nécessite l'emploi d'un large substrat pour sa réalisation [28]. Les wafers disponibles sur le marché sont limités à un diamètre de 7,6 cm.

Avec un faible rayonnement des résonateurs, les effets de couplages parasites diminuent également entre les résonateurs non adjacents.

- Lorsque le champ électromagnétique est localisé sous le résonateur, le filtre est moins sensible aux variations des caractéristiques électriques du substrat et de son épaisseur.

Les filtres à bande étroite nécessitent un réglage après la réalisation à l'aide de vis de réglage. Pour le projet SUPRACOM nous proposons de réaliser un filtre à bande étroite sans vis de réglage.

III LTCC, une technologie d'intégration et de réduction des coûts

L'accès radio terrestre sans fil est pour l'Internet haut débit considéré actuellement comme une des solutions les plus sûres et les plus compétitives, notamment pour les opérateurs entrants et pour les opérateurs traditionnels dans les zones géographiques encore insuffisamment équipées.

Cette solution devra répondre à trois critères primordiaux, une miniaturisation des circuits, un accroissement des performances et une baisse des prix de production pour élargir son champ d'application au grand public. La technologie LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic) permet de répondre à toutes ces exigences. Elle offre de grandes possibilités dans le développement de modules RF à haute densité d'intégration, dans le domaine des télécommunications mobiles (0,9 GHz – 2 GHz), des réseaux locaux sans fil Bluetooth (2,4 GHz), des systèmes GPS (1,6 GHz) et des connections à large bande (5 GHz – 50 GHz).

III.1 La technologie LTCC

C'est une technologie multicouche compatible avec de nombreuses techniques d'assemblage notamment le report en surface (CMS) permettant une intégration facile des composants sur des substrats bas coûts.

Grâce à ce nouveau procédé, l'intégration des composants ne se fait plus uniquement horizontalement mais aussi verticalement ouvrant la voie à une conception en 3 dimensions. Ce procédé est donc déterminant dans la miniaturisation des circuits. En règle générale, la densité d'intégration dépend du nombre de couches employées et des limitations technologiques. Le module final ainsi obtenu est robuste, hermétique et fiable.

Au début des années 1980 les matériaux céramiques appelés High Temperature Cofired Ceramics (HTCC) étaient réservés à l'usage militaire avec de faibles volumes de production et des prix élevés [29]. Ce type de matériaux nécessite une température de cuisson au-delà de 1600 °C, et donc seuls des conducteurs à faible conductibilité comme le tungstène et le molybdène peuvent être employés.

Aujourd'hui, la recherche dans le domaine des céramiques a permis la mise au point de matériaux appelés Low Temperature Cofired Ceramics (LTCC) ayant une température de cuisson inférieure à 1000 °C, permettant ainsi l'emploi d'encres conductrices de bonne qualité comme le cuivre, l'or ou l'argent. L'amélioration des matériaux, des processus de fabrication et des techniques de dessin rendent cette technologie plus attractive. En effet, elle conduit à des coûts de production plus bas, à une miniaturisation des circuits, à de bonnes performances électriques et à un blindage des circuits facile à réaliser.

III.1.1 Procédé de fabrication

Les matériaux LTCC sont fabriqués à partir d'un mélange de verre, d'alumine, de composés organiques et de solvant. Selon les proportions de ces éléments et l'ajout d'éléments supplémentaires, les industriels proposent des céramiques avec un large choix sur les contraintes physiques (constante diélectrique, le facteur de dissipation, conductivité thermique, ...) ainsi que sur les contraintes mécaniques (coefficient de dilatation, résistance mécanique, ...). Le matériau ainsi obtenu se présente sous la forme de feuilles souples prêtes pour la réalisation de modules multicouches.

La fabrication d'un module multicouche utilisant la technologie LTCC se décompose en plusieurs étapes comme le décrit la Figure 13. Ce procédé de fabrication varie très peu selon les fabricants [30].

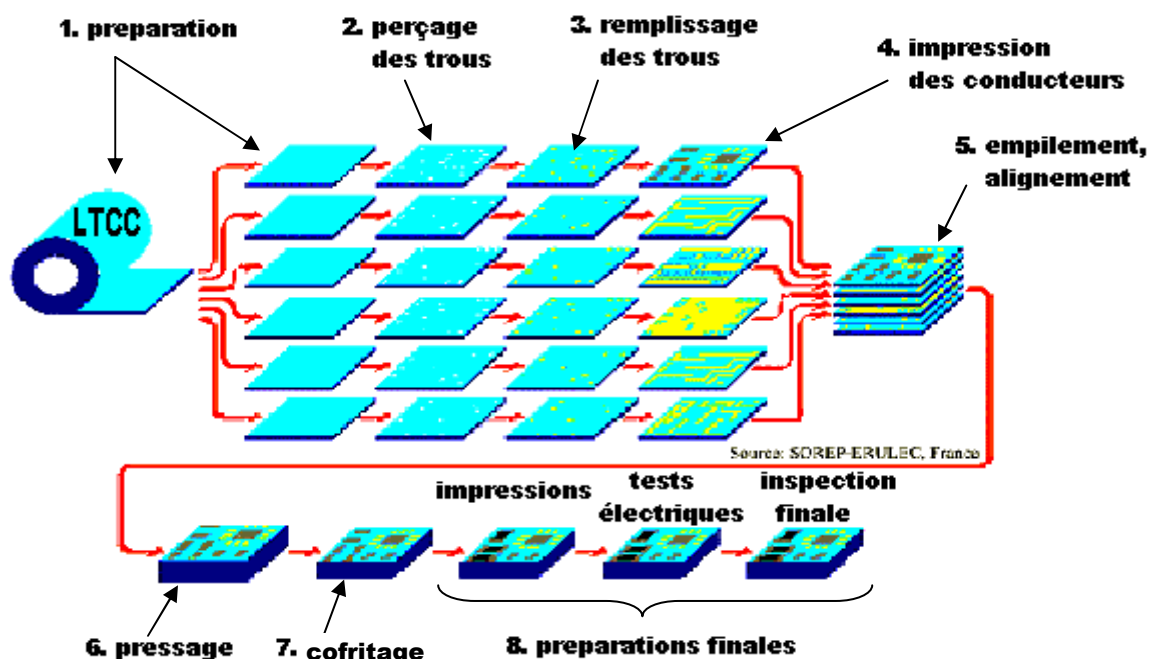


Figure 13 Description de la chaîne de fabrication

1^{ère} étape : (préparation) Le film de céramique LTCC est conditionné sous la forme d'un rouleau. Des feuilles souples sont découpées et placées dans des cadres métalliques pour automatiser le processus. Les feuilles sont marquées par des repères pour permettre ensuite un empilement précis.

2^{ème} étape : (perçage) Les trous et les cavités sont percés à l'aide d'un laser de faible puissance sur chaque couche.

3^{ème} étape : (remplissage) Les trous percés à l'étape précédente sont remplis avec une encre conductrice en utilisant un écran. Pour faciliter le remplissage des trous par l'encre, le diamètre des vias doit être supérieur à l'épaisseur de la couche de céramique. Dans certains cas, une pompe peut être placée sous la couche pour faciliter le remplissage. Les vias formés vont permettre de connecter électriquement les couches entre elles.

4^{ème} : (impression) Les lignes conductrices, les composants passifs et les plans de masse sont imprimés sur les feuilles LTCC puis séchés dans une étuve à environ 80 °C pendant 5 à 30 minutes. Des plans de masse peuvent être insérés entre les couches afin de supprimer des couplages indésirables, des modes parasites. Pour une résolution standard, la largeur des lignes et l'espacement entre les lignes est au minimum de 150 µm. Une technique plus performante existe, la technique photo image, elle permet d'atteindre une résolution de la gravure de 50 µm.

5^{ème} étape : (empilement) Les couches de LTCC qui vont composer le module final sont empilées et alignées à l'aide des repères posés lors de la première étape.

6^{ème} étape : (pressage) Les couches empilées sont placées dix minutes sous pression à une température de 70 °C. Les conducteurs sont enterrés et protégés par les couches de céramique.

7^{ème} étape : (cofrittage) Une seule cuisson est nécessaire pour toutes les couches, les matières organiques contenues dans le matériau LTCC sont brûlées à une température de 900°C. Cette cuisson s'accompagne d'un rétrait des couches selon les axes x, y et z. A cette étape, les couches de LTCC forment un bloc compact et rigide. Une cuisson unique pour toutes les couches permet un meilleur contrôle de la valeur finale des composants passifs.

8^{ème} étape : (préparations finales) La surface supérieure peut recevoir l'impression d'un réseau de lignes conductrices pour y fixer des circuits passifs ou actifs. La face inférieure peut recevoir une connectique permettant le report sur une carte mère. Des tests sur la géométrie et les caractéristiques électriques sont effectuées afin de valider le module.

La structure monolithique fabriquée est résistante aux chocs et hermétique, garantissant une grande fiabilité. La chaîne de production est automatisée et les couches sont traitées en parallèle pour une grande partie de la fabrication et chaque couche peut être inspectée ce qui offre l'avantage d'accroître le rendement et de réduire les coûts de fabrication.

Dans le projet RNRT EMILIE, les maquettes LTCC sont réalisées par la société Thalès Microelectronics.

III.1.2 Limitations des dessins

Lors de la cuisson (étape 7) les couches se rétractent, entre 12% et 16 % selon l'axe x et y et entre 15% et 25% selon l'axe z. Pour chaque fabricant, ces variations sont données avec une incertitude à environ $\pm 0,2\%$. Ce phénomène est connu et pris en compte dans le processus de fabrication garantissant un résultat final aux incertitudes près conforme aux attentes. Pour gérer ces problèmes, les fabricants dispensent leurs propres règles de dessin adaptées au type de céramique LTCC utilisé. Ces règles précisent par exemple les différents espacements à respecter, la largeur minimum des lignes et aussi le gap minimum entre deux lignes. Le diamètre des vias entre deux niveaux de métallisation est limité à cause des tolérances sur l'alignement des couches. En général, il est prévu d'ajouter un plot de via pour contourner ce problème. Pour les mêmes raisons invoquées précédemment, la réalisation de structures de surface importante est délicate au-delà de $15,24 \times 20,32 \text{ cm}^2$.

Certains fabricants ont développé un matériau Tape-On Substrate Technology (TOS) afin d'éliminer toute dilatation lors de la phase de cuisson. Ce procédé nécessite de cuire chaque couche sur un substrat à base de Al_2O_3 . Tous les problèmes d'alignement sont évités mais le processus de fabrication se fait en série, par conséquent, il accroît le coût global de la production. D'autres fabricants développent un substrat avec une dilatation de moins de 1% et une tolérance de $\pm 0,02\%$ (Zero Shrink Tape). Les premiers tests physiques et électriques semblent prometteurs[31].

Le développement d'une technologie sans retrait permettra d'utiliser des substrats plus grands, d'obtenir une meilleur répétitivité des structures et enfin d'accroître la densité d'intégration de composants

Le respect de ces recommandations durant la phase de conception contribue à minimiser le coût de production et à garantir la qualité du produit final.

Dans le projet EMILIE, les principales règles de dessin suivies sont les suivantes :

nombre de couches	max. 10
largeur de ligne	min. 150 μm
espacement des lignes	min. 150 μm
épaisseur du conducteur	10 μm
diamètre via	min. 150 μm
distance entre 2 centres de vias	min. 250 μm
dimension du plot de via	diam. via + 50 μm
distance entre le bord du substrat et le conducteur	min. 200 μm

Tableau 1 Règles de dessin

III.2 Choix des matériaux LTCC

La qualité des matériaux utilisés lors de la fabrication intervient sur les performances électriques des circuits.

De nombreux industriels sont présents sur le marché des LTCC, Dupont, Ferro, Heraeus, Kyocera, et proposent leurs matériaux LTCC. Les différences portent essentiellement sur les caractéristiques électriques : permittivité, les pertes diélectriques (Tableau 2), et des propriétés physiques : l'épaisseur des couches et la résistance mécanique.

Matériaux	Constante diélectrique	Tangente de perte ($\cdot 10^{-3}$)	Fréquence
DuPont 951 AT	7,8	1,5	10 GHz
FERRO A6S	5,9	1,2	10 GHz
CT 700	7,9	2,27	10 GHz
Kyocéra AO600	8,7	1,5	10 GHz

Tableau 2 Caractéristiques électriques

De plus, pour des réalisations spécifiques comme la réalisation de capacités enterrées dans le module LTCC, les industriels peuvent fournir des couches de céramiques enrichies en

ferrite avec des constantes diélectriques de l'ordre de 200 et plus, insérables dans les couches de LTCC « classiques ».

Pour la réalisation des modules LTCC, dans le cadre du projet EMILIE, nous avons le choix entre le substrat A6S de la société FERRO et le substrat 941 AT de la société DuPont. Le FERRO A6S a une permittivité plus faible ce qui permet de réaliser des lignes microrubans plus larges donc moins sensibles aux tolérances de fabrication. De plus, les pertes de ce substrat sont plus faibles que celles du substrat de la société DuPont.

La réussite de la technologie LTCC passe par la maîtrise du processus de fabrication, le choix des matériaux utilisés (céramique, conducteur) et l'utilisation d'outils de conception et de simulation performants.

III.3 Modélisation de modules microondes LTCC

Le logiciel de simulation électromagnétique 2,5 D Momentum s'applique au traitement des circuits microondes planaires utilisant des technologies microrubans, coplanaires ou autres, disposés sur plusieurs couches qui doivent être impérativement homogènes selon deux directions.

Le filtre dans un premier temps sera conçu à l'aide de ce logiciel. Par contre, les trous métallisés et les conducteurs épais sont introduits dans ces méthodes, mais ce sont alors des modélisations approximatives avec de nombreuses limites.

Dans ce cas des calculs rigoureux de structures contenant des vias (filtres blindés par des vias, transitions) ont été effectués à l'aide de la méthode des éléments finis développée à l'IRCOM par Michel AUBOURG. Ce logiciel permet de déterminer les caractéristiques électromagnétiques et électriques des dispositifs à partir de la résolution d'une formulation déduite des équations de MAXWELL dans le domaine fréquentiel.

III.4 Quelques exemples de réalisation

III.4.1 Intégration de composants passifs

Tous les systèmes comportent des composants passifs, ceux-ci prennent une place importante sur les modules RF tels que les modems, les téléphones portables, c'est pourquoi ils sont de plus en plus miniaturisés, intégrés et connectés par l'intermédiaire de modules. Une méthode en développement consiste à enterrer les composants passifs dans un package multicouches de céramique Low Temperature Cofired Ceramic.

Ces composants peuvent être des résistances, des inductances, des capacités ou encore des filtres planaires [32], [33], [34]. Nous présentons une liste non exhaustive de composants qui viennent illustrer les possibilités de développement d'éléments passifs.

1) Inductances

Dans l'environnement multicouche, différents modèles d'inductances sont possibles comme l'inductance à méandre, l'inductance en spirale et l'inductance sur plusieurs niveaux.

- Inductance à méandre



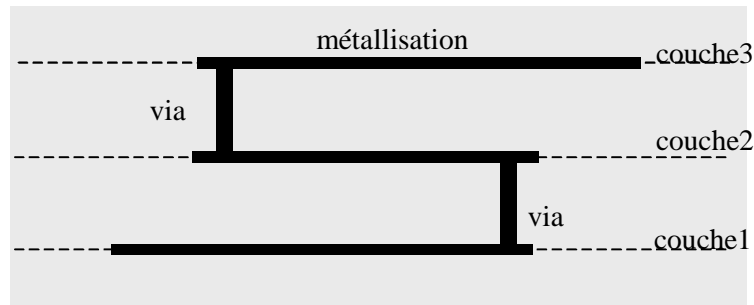
- Inductance en spirale



Ces deux d'inductances sont réalisées sur une même couche et reliée électriquement à différents niveaux par des vias.

- Inductance sur plusieurs niveaux

Les métallisations sont reliées par des vias traversant les couches LTCC.

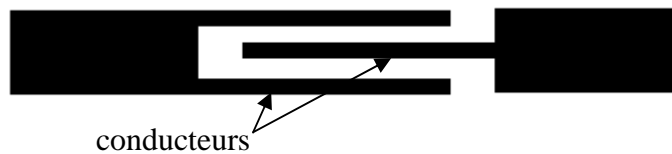


De telles inductances peuvent atteindre des valeurs de l'ordre de 80 nH avec des facteurs de qualité de 150.

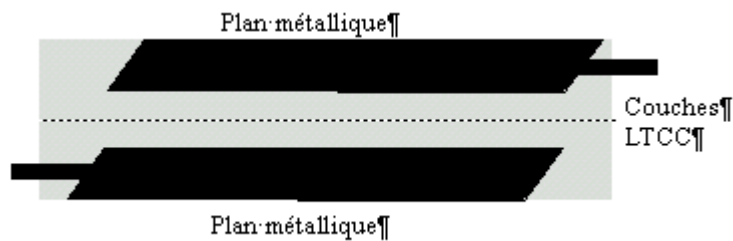
2) Capacités

Là encore, grâce à la technologie multicouche plusieurs dessins sont envisageables.

- Capacité interdigitée



- Capacité planaire



Chaque capacité peut atteindre une valeur maximale d'environ 100 nF, la mise en parallèle de ces composants permettra d'obtenir des valeurs plus élevées.

3) Résistances

Des résistances peuvent être placées à la surface ou bien à l'intérieur des couches de LTCC. Les résistances internes ont une impédance allant de 10 ohms à 1 M ohms avec une précision de plus ou moins 20%.

La technologie LTCC permet donc de fabriquer des circuits en trois dimensions et donc offre une grande souplesse de dessin au concepteur de circuits, libre à lui de concevoir de nouvelles formes et configurations.

III.4.2 Exemple de filtres utilisant la technologie multicouche LTCC

La technologie de packaging multicouche permet également de réaliser à l'intérieur du substrat des filtres passifs afin de diminuer les pertes par connections, et de réduire la taille du module qui en général intègre plusieurs fonctions. Plusieurs possibilités s'offrent au concepteur pour réaliser un filtre [35].

III.4.2.1 Filtres en éléments distribués

Le filtre est complètement blindé par la présence de plans de masse inférieur et supérieur et de vias reliant électriquement ces deux plans. Les signaux d'entrée et de sortie sont guidés par des vias qui traversent les plans de masse. Le filtre à 3 pôles, présenté à la Figure 14, est inséré sur une des couches de LTCC, tous les résonateurs sont placés sur un même plan.

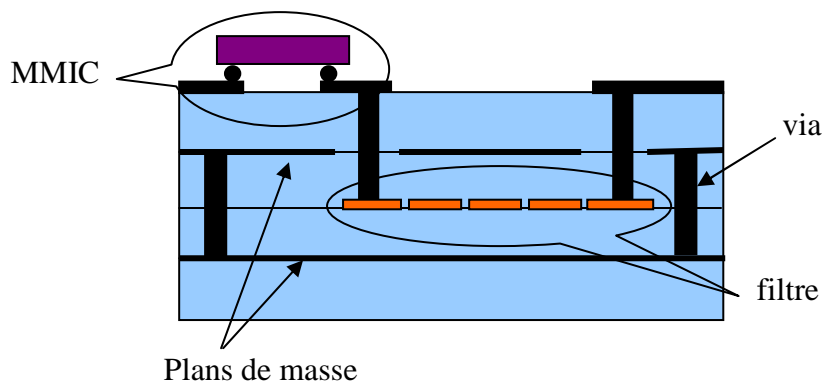


Figure 14 Filtre intégré sur un même plan

Le concepteur a la possibilité de placer à la surface du module des composants MMIC (LNA, mixer, VCO, duplexer) ou encore une antenne.

Dans ce deuxième exemple, le filtre est intégré sur différentes couches de LTCC.

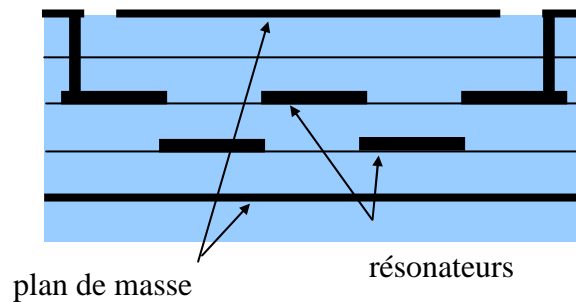


Figure 15 Filtre sur deux niveaux

Les couplages sont réalisés entre les résonateurs placés sur deux couches différentes. Pour coupler deux résonateurs séparés par une grande épaisseur de céramiques LTCC, il est possible d'utiliser une connexion par via. Le couplage est alors ajusté en fonction de la position du via le long de la ligne microruban.

III.4.2.2 Filtres en éléments localisés

Le filtre présenté ici fonctionne à 2,4 GHz, il est réalisé à partir d'éléments localisés, inductances et capacités sont réparties entre les couches de LTCC [36].

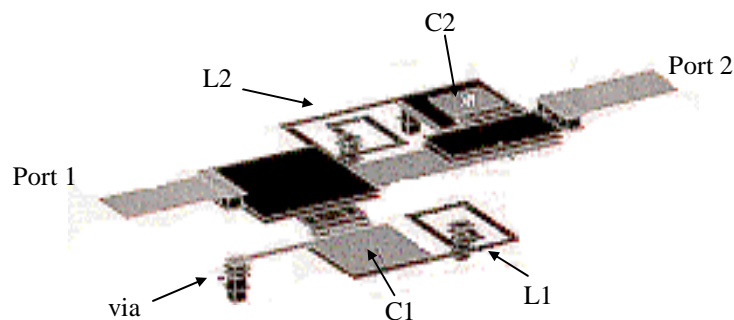


Figure 16 Layout 3D d'un filtre LTCC

Les capacités sont des plans métalliques parallèles et les inductances sont des lignes ou des spirales. Les connexions entre les éléments situés sur des couches différentes sont réalisées à l'aide de vias.

III.4.3 Module LTCC regroupant plusieurs fonctions

Les différentes éléments présentées, filtre, capacité, inductance ainsi que des MMIC's ou CI's peuvent être insérées dans un unique module multicouche LTCC. Ce module est parfois à lui seul une fonction complète comme dans le cas du module BlueTooth développé par National Semiconductor [37], [38], [39].

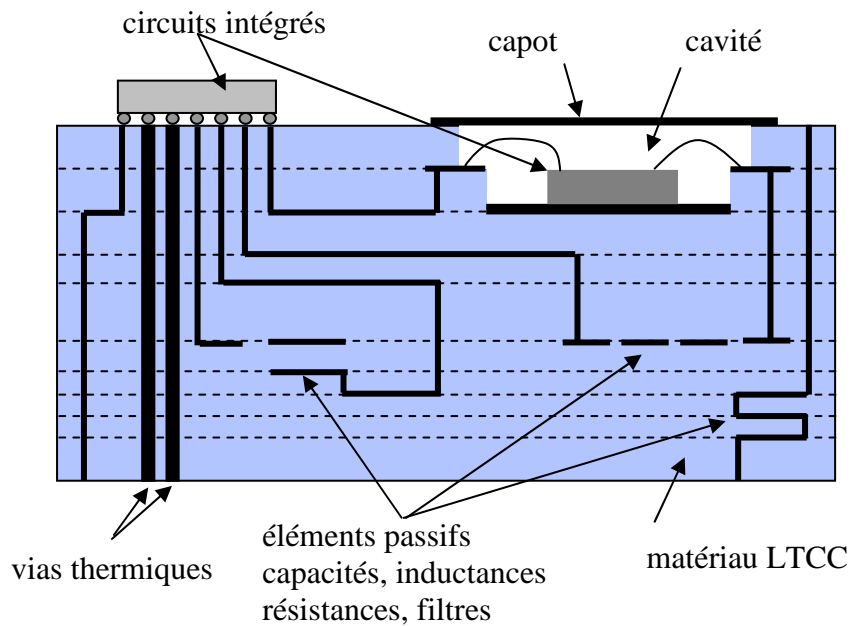


Figure 17 Module LTCC multicouches

Comme l'indique la Figure 17, les différentes fonctions passives intégrées dans le substrat sont reliées électriquement par des vias à la surface du module [40]. Des vias thermiques peuvent être insérés dans la structure pour évacuer la chaleur dégagée par les composants actifs. La surface du module peut recevoir des circuits intégrés reliés par une connectique de type flip chip (Ball Grid Array) ou une connectique filaire.

IV Conclusion

Ce premier chapitre a mis en avant deux technologies bien distinctes dans leurs performances électriques et physiques qui bénéficient d'un fort intérêt pour le développement de nouveaux systèmes comme le LMDS et l'UMTS. En effet, le respect des cahiers des charges toujours plus contraignants nécessite l'utilisation de matériaux offrant de nouvelles potentialités.

Ces dernières années, les avancées technologiques sur les matériaux supraconducteurs à haute température critique et sur les cryogénérateurs permettent d'envisager avec confiance des applications industrielles dans le domaine du filtrage. Le contrôle de la croissance des films minces supraconducteurs intervient directement sur la valeur des facteurs de qualité des résonateurs, ainsi que sur la sensibilité et la sélectivité des filtres supraconducteurs. Nous avons mis en avant l'intérêt de développer de nouvelles formes de résonateurs, de concevoir des filtres supraconducteurs à bande passante très étroite et devant occuper un espace restreint.

Dans la seconde partie de ce premier chapitre nous nous sommes intéressés à la technologie à base de céramiques LTCC. Cette technologie offre une grande souplesse dans la réalisation de structures en 3 dimensions. Cette nouvelle forme de conception permet la miniaturisation des circuits qui sont répartis sur les multiples couches du module LTCC. Le fait d'avoir les circuits à l'intérieur des couches de céramique garantit une bonne protection contre les perturbations et attaques de l'environnement extérieur et fournit dans le même temps une fonction de packaging à l'ensemble. Le module LTCC final est facilement insérable sur toute carte électronique car compatible avec de nombreuses techniques de report notamment le report en surface.

La réalisation de modules LTCC demande une bonne connaissance des règles de dessin fournies par les fabricants. En effet, le non-respect des limites de la technologie peut induire des courts-circuits dans la structure ou bien des déformations.

Références bibliographiques

- [1] **G. Duchiron** "Analyse et conception de résonateurs saphir à modes de galerie pour des applications de métrologie et de filtrage microondes" Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre -2001, juin 2001
- [2] **O. Piquet** "Les résonateurs diélectriques : Applications aux domaines optique et microondes" Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 44-2002, novembre 2002
- [3] **J-F. Liang, W. D. Blair** "High Q TE01 mode DR cavity filters for wireless base stations" MTT-S International Microwave Symposium Digest vol. 98, no 2, 1998, pp.825-828
- [4] **M. Chatras, P. Blondy, D. Cros, S. Verdeyme, P. Guillon** "Filtres planaires micro-usinés faible bande avec intégration en surface" JNM 2003
- [5] **M. Chatras, P. Blondy, D. Cros, O. Vendier, C. Drevon, J. L. Cazaux** "Narrow band micro-machined band pass filter and a surface mountable topology" EuMC 2003 Munich, pp.813-815
- [6] **P. Blondy** "Analyse et conception de nouvelles technologies de circuits millimétriques sur silicium" *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, no 11-1998*
- [7] **K. Lascaux** "Analyse, conception et réalisation de dispositifs microondes planaires supraconducteurs en bande Ka : applications aux systèmes de communication par satellites" Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre -2002, juillet 2002
- [8] **M. V. Jacob, J. Mazierska, N. Savvides, S. Ohshima, S. Oikawa** "Comparison of microwave properties of YBCO films on MgO and LaAlO₃ substrates" *Physica C: superconductivity*, vol. 372-376, part 1, August 2002, pp. 474-477
- [9] **R. Schneider, R. Aidam, A. Zaitsev, J. Geerk, G. Linker, F. Ratzel, R. Smithey** "Resonators and filters made of YBaCuO thin films on sapphire wafers" *Physica C: superconductivity*, vol. 351, Issue 1, March 2001, pp. 21-24

- [10] **D. Seron, H. Kokabi, S. Sautrot, C. Martinet, F. R. Ladan, G. Alquié**
“Evolution de la résistance de surface résiduelle de supraconducteurs à haute température critique en fonction de la puissance micro-onde”
- [11] **J. H. Park, S. Y. Lee** “Fabrication and characterization of double sides YBCO superconducting thin films using laser ablation” *Surface and coatings technology*, vol. 113, Issue 3, 31 March 1999, pp. 274-277
- [12] **T. S. Laverghetta** “Microwave materials and fabrication techniques”
Artech House 2000
- [13] **D. B. Chrisey, G. K. Hubler** “Pulsed laser deposition of thin films” A
Wiley interscience publication 1994
- [14] **M. S. Schmidt, R. J. Forse, R. B. Hammond, Member, IEEE, M. M. Eddy, W. L. Olson** “Measured performance at 77 K of superconducting microstrip resonators and filters” *IEEE Transactions MTT*, vol. 39, no 9, September 1991, pp.1475-1479
- [15] **F. Rouchaud** "Analyse, conception et réalisation de filtres planaires supraconducteurs" Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre -1997, mars 1999
- [16] “Application de la supraconductivité” Observatoire français des techniques avancées
MASSON 1990
- [17] **P. Robert** “Traité d’électricité” Matériaux de l’électrotechnique vol. II - école polytechnique fédérale de Lausanne
- [18] **D Bourse** "Modélisation électromagnétique de structures planaires pour filtrage micro-onde" Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 5-1997, mars 1997
- [19] **O. G. Vendik, I. B. Vendik, D. I. Kaparkov** “Empirical model of the microwave properties of high temperature superconductors” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, n° 5, pp 469-478, May 1998
- [20] **R. R. Mansour, S. Ye, V. Dokas, B. Jolley, G Thomson, W. C. Tang, C. M. Kudsia**
“Design considerations of superconductive input multiplexers for satellite applications” *IEEE Transaction on microwave theory and techniques*, vol. 44, no 7, July 1996, pp.1213-1228
- [21] **A Silver, G. Akerling, R. Auten, D. Durand, J. Godden, K. F. Lau, J. Murduck, R. Orsini, S. Schwarzbek, E Tward, M. Wire** “A space qualified experiment integrating HTS digital circuits and small cryocoolers” *IEEE Transaction on microwave theory and techniques*, vol. 44, no 7, July 1996, pp.1300-1307

- [22] **G. L. Matthaei** “Narrow band, band pass filter with zig zag, hairpin-comb resonators” 2002 IEEE MTT-S
- [23] **F. Huang** “Superconducting microwave bandpass filter using spiral resonators with no air bridges” Electronics letters, vol. 37, no 6, 15 March 2001
- [24] **F. Kurt, R. Alvarez, J. Costa, G. L. Hey-Shipton** “Highly selective HTS band pass filter with multiple resonator cross-couplings” IEEE MTT
- [25] **M. Reppel, J. C. Mage** “Superconducting microstrip bandpass filter on LaAlO₃ with high out of band rejection” IEEE microwave and guided wave letters, vol 10, no 5, May 2000, pp. 180-182
- [26] **J. S. Hong, M. J. Lancaster, J. C. Mage** “Cross-coupled HTS microstrip open loop resonator filter on LAO substrate” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 99, no 4, 1999, pp. 1559-1562
- [27] **J. S. Hong, M. J. Lancaster, D. Jedamzik, R. B Greed, J. C. Mage** “On the performance of HTS microstrip quasi-elliptic function filters for mobile communications application” Transaction on microwave theory and techniques, vol 48, no 7, July 2000, pp. 1240-1246
- [28] **J. Zhou, M. J. Lancaster, F. Huang** “Superconducting microstrip filters using compact resonators with double spiral inductors and interdigital capacitors” IEEE MTT-S Digest 2003, pp. 1889-1892
- [29] **R. L. Brown, P. W. Polinski, A. S. Shaikh** “Manufacturing of microwave modules using low temperature cofired ceramics” IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.94, no 3, 1994, pp.1727-1730
- [30] <http://www.ltcc.de/prototyping/prototyping.htm>
- [31] **C. Q. Srantom, G. J. Gravier, C. Mesa** “LTCC technology where we are and where we going - IV” June 2000
<http://www.scrantom.com/Outgoing/papers/ltcc00v4.pdf>
- [32] **A. Fathy, V. Pendrick, G. Ayers, B. Geller, Y. Narayan, B. Thaler, H. D. Chen, M. J. Liberator, J. Prokop, K. L. Choi, M. Swaminathan** “Design of embedded passive components in low temperature cofired ceramic on metal (LTCC-M) technology” IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.98, no 3, 1999, pp.1281-1284
- [33] **D. Heo, A. Sutono, E. Chen, E. Gebara, S. Yoo, Y. Suh, J. Laskar, E. Dalton, E. M. Tentzeris** “A high efficiency 0,25 μ m CMOS PA with LTCC multi-layer

- high Q integrated passives for 2,4 GHz ISM Band” IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.1, no 2, 2001, pp.915-918
- [34] **W. Eurskens, W. Wersing, S. Gohlke, V. Wannemacher, P. Hild, R. Weigel** “Design and performance of UHF band inductors, capacitors and resonators using LTCC technology for mobile communication systems” IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.98, no 3, 1998, pp.1285-1288
- [35] **B. A. Kopp, A. S. Francomacaro** “Miniaturized stripline circuitry utilizing low temperature cofired ceramic (LTCC) technology” IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.92, no 3, 1992, pp.1513-1516
- [36] **W. Y. Leung, K. K. M. Cheng, K. L. Wu** “Multilayer LTCC bandpass filter design with enhanced stop band characteristics” IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 12, no. 7, July 2002
- [37] **K. Maruhashi, K. Ohata, H. Shimawaki, Y. Shoji, H. Ogawa** “Small size 72 GHz band transceiver modules utilizing IF self heterodyne transmission technology” IEEE MTT-S Digest 2003, pp.1045-1048
- [38] **C. H. Lee, A. Sutono, S. Han, J. Laskar** “A compact LTCC Ku band transmitter module with integrated filter for satellite communication applications” IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.1, no 2, 2001, pp.945-948
- [39] **J. Laskar, M. Tentzeris, A. Sutono, H. Liang, N. Bushyager, K. Lim** “Next generation packaging architectures for highly integrated wireless systems”
- [40] **K. Lim, A. Obatoyinbo, A. Sutono, S. Chakraborty, C. H. Lee, E. Gebara, A. Raghavan, J. Laskar** “A highly integrated transceiver module for 5,8 GHz OFDM communication system using multi-layer packaging technology” IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.1, no 3, 2001, pp.1739-1742

Chapitre II

Conception et réalisation de filtres supraconducteurs sélectifs à bande passante étroite

I Introduction : description du projet

Le projet SUPRACOM (SUPRAconductivité pour COmmunications Mobiles) financé par le RNRT et coordonné par Thalès cryogénie Toulouse compte divers entreprises et laboratoires français : CEA (service des basses températures) Grenoble, Cegetel, Thalès Communications, Thalès Microwave, RFS, Thalès LCR (CNRS UMR 137) et l'IRCOM. Ce projet s'inscrit dans le cadre des systèmes de téléphonie mobile de troisième génération (UMTS) et doit répondre à une densification des réseaux donc à un durcissement des contraintes de pureté spectrale.

Le caractère innovant du projet est l'intégration d'un produit en tête de mât des stations de base, pour réduire de façon significative le bruit en réception. Typiquement, les pertes dans les câbles de très bonne qualité sont de l'ordre de 3 dB. La chaîne de réception faible bruit, constituée de filtres supraconducteurs à haute température critique et d'amplificateurs refroidis, doit participer également à l'amélioration des performances des stations de base [41]. Les supraconducteurs permettent de réaliser en tête de la chaîne de réception, un filtrage qui n'est habituellement possible qu'au niveau de la fréquence intermédiaire. Ainsi, les problèmes de saturation de l'amplificateur faible bruit, par un émetteur proche en distance et en fréquence, sont évités.

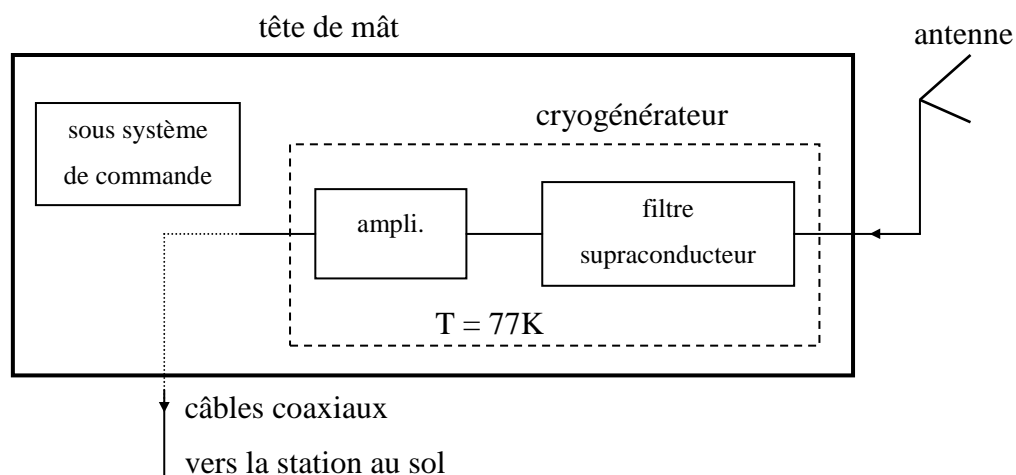


Figure 18 Ensemble de réception faible bruit

Dans le cadre du projet SUPRACOM, l'objectif de l'IRCOM est l'étude et la conception de filtres planaires sélectifs à bande étroite ($< 0,5\%$) à température cryogénique

sans vis de réglage. La réalisation de ce sous projet est sous la dépendance des fournitures des spécifications techniques du module électronique cryogénique en terme de performances et de contraintes d'environnement.

I.1 Systèmes existants

Les principaux concurrents du projet SUPRACOM sont trois sociétés américaines entrées plus tôt sur le marché. Elles offrent dès aujourd'hui des systèmes « clé en main » utilisant la technologie supraconductrice pour les communications sans fil. Ces systèmes ont été également conçus, pour augmenter la sélectivité des récepteurs sans sacrifier leur sensibilité, pour améliorer la réception du signal et rejeter les interférences.

Pendant les dernières années, des efforts particuliers ont été apportés au packaging cryogénique et à l'intégration du cryogénérateur.

La société Conductus propose par exemple le système « ClearSite » compatible avec les standards TDMA (1^{ère} génération – 1G), GSM (2^{ème} génération – 2G) et CDMA (3^{ème} génération – 3G). Il comporte 12 filtres de réception supraconducteurs (ayant jusqu'à 13 pôles), 12 amplificateurs faible bruit (LNA) refroidis à température cryogénique et 3 filtres d'émission traditionnels. Ce système très compact, associé à un cryogénérateur (Gifford – McMahan) peut être monté sur pylône ou sur étagère [42].

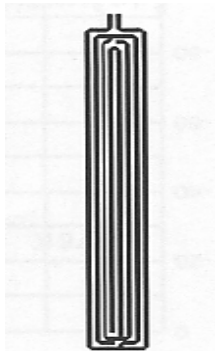

L'entreprise Superconductor Technologies Inc (STI) commercialise des produits « SUPERFILTER » comprenant jusqu'à 6 filtres supraconducteurs et 6 LNA refroidis par une machine de type stirling. Ils couvrent les bandes de fréquences autour de 850 MHz et 1900 MHz. Les réjections hors bande varient entre 30 dB et 90 dB. Des configurations intégrables sur pylône ou sur étagères existent. Ce dispositif a été vendu à 1000 unités dans le monde entier. Une nouvelle plate-forme 3G est en cours de développement pour limiter la puissance consommée à 100 W [43].


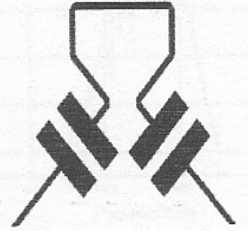
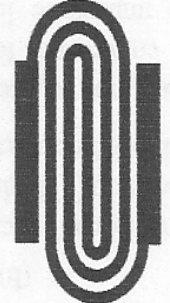
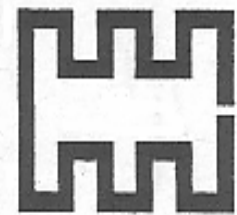
Illinois Superconductor COporation (ISCO) développe une unité, intégrable en haut de mâts, comprenant des filtres supraconducteurs, des LNA, une protection contre la foudre,

des systèmes d'acquisition de données, de contrôle et de télémétrie et un cryogénérateur de type stirling [44].

Dans le domaine du filtrage cryogénique, de nombreuses publications démontrent la possibilité de réaliser des filtres de type Tchebychev et quasi-elliptique comportant un nombre de pôles élevé. Ces réalisations se font principalement à partir de dépôts minces d'YBaCuO sur un substrat de MgO ou de LaAlO₃.

Les spécifications de quelques filtres, développés pour des applications terrestres pour la téléphonie mobile, sont répertoriées dans le Tableau 3.

Référence	A superconducting thin film filter of very wide band rejection	An ultra narrow band HTS bandpass filter	Ultra selective 22 pole, 10 transmission zero superconducting bandpass filter	Superconducting microstrip bandpass filter on LaAlO3 with high out-of-band rejection projet SUSCOMS
Année - Biblio.	2003 - [45]	2003 - [46]	2002 [47]	2000 [48]
Développeur	ISCO	Conductus Inc	Conductus	Thalès LCR et Université de Wuppertal
Type de filtre	Quasi-elliptique	Tchebychev	Quasi-elliptique	Quasi-elliptique
Substrat d'accueil	MgO	MgO	MgO	LaAlO3
dépôt		YBaCuO	YBaCuO	YBaCuO
Nbre de pôles	8 + 2 zéros	5	22 + 10 zéros	8 + 4 zéros
Fréquence centrale	843 MHz	700 MHz	1,95 GHz	1,8 GHz
Bande passante (%)	0,18	0,014	1,03	0,84
Pertes d'insertion (dB)	-0,66	-1,37	-0,20	-0,30
Réflexion (dB)	-24	-15	-13	-15
Facteur de qualité	36 000	135 000	> 100 000	60 000
Dimension (mm ²)	45,1 * 16,2		2 inch wafer	39 * 12
T° de la mesure (K)	78	60	70 K	60
Application	téléphonie GSM - 2G	communication sans fil	téléphonie mobile 3G - 4G	UMTS
Réglage	vis de réglage	utilisation d'éléments localisés		vis de réglage
Représentation du résonateur			résonateur à méandre	

Superconducting filter for IMT - 2000 Band		A novel HTS microstrip quasi-elliptic function bandpass filter using pseudo-lumped element resonator	Highly selective HTS Bandpass filter with multiple resonator cross couplings	On the performance of HTS microstrip Quasi-elliptic function filters for Mobile Communications Application		Référence
2000 - [49]		2000 - [50]	2000 - [51]	Projet SUSCOMS		Année - Biblio.
Japon		Corée	STI	Thalès LCR, Marconi Research, Univ. Birmingham		Développeur
Quasi-elliptique		Quasi-elliptique	Quasi-elliptique	Quasi-elliptique		Type de filtre
MgO		LaAlO3	MgO	MgO	LaAlO3	Substrat d'accueil
YBaCuO		YBaCuO	TBCCO	YBaCuO		dépôt
16 + zéros	32 + zéros	7	10 + 6 zéros	8 + 2 zéros		Nbre de pôles
1,93 GHz	1,93 GHz	1,773 GHz	843 MHz	1,78 GHz		Fréquence centrale
1,04	1,04	0,45	1,78	0,95	0,84	Bande passante (%)
-0,40	-1,20	-1,20		-0,23		Pertes d'insertion (dB)
-15	-15	-15		-13	-8	Réflexion (dB)
120 000	120 000					Facteur de qualité
1/2 3 inch wafer	3 inch wafer	36 * 15	18 * 34	39 * 22,5	23,5 * 39	Dimension (mm²)
70	70	40	77	55	60	T° de la mesure (K)
téléphonie mobile station de base 3G	station de base Personal Communication Systems			station de base		Application
films diélectriques	sans réglage résonateur pseudo localisé	vis de réglage		vis de réglage		Réglage
						Représentation du résonateur

Dans la conception de filtres à bande passante très étroite ($< 0,5 \%$), la nécessité d'avoir des couplages inter-résonateurs très faibles est toujours un challenge. En effet, il est très difficile de réaliser un tel filtre avec une configuration microruban classique, où les coefficients de couplage diminuent très faiblement en fonction de la distance qui sépare les éléments. Dans ce cas, généralement les circuits sont très encombrants ou nécessitent l'introduction d'un packaging élaboré. Pour pallier ces problèmes, certains auteurs, [46] [50], [53], utilisent des éléments localisés ou pseudo-localisés.

De plus, la valeur du facteur de qualité à vide des résonateurs est un point critique lors de la réalisation de tels filtres. En effet, les pertes d'insertion sont inversement proportionnelles à la largeur de bande. Ainsi, dans le cas des communications sans fil de 3^{ème} génération et 4^{ème} génération, il est nécessaire de concevoir des filtres ultra sélectifs donc avec un nombre de pôles élevé, tout en conservant des pertes d'insertion dans la bande très faibles. Des résonateurs à fort facteur de qualité à vide devront donc obligatoirement être utilisés.

Nous pouvons également remarquer dans le tableau 3, qu'il est souvent nécessaire de réaliser un réglage des filtres en éléments distribués pour tenir compte des variations de la hauteur du substrat qui a un impact important sur les performances des filtres à bande étroite.

Pour éviter l'hégémonie américaine dans le domaine de la supraconductivité, la communauté européenne a financé plusieurs projets. Actuellement, le plus abouti en hyperfréquence est le projet ACTS-SUSCOMS (Superconductivity Systems for Communications) qui a permis de démontrer la faisabilité de filtres passe bande destinés aux stations de bases de téléphonie mobile [48], [52].

Ce projet auquel a participé Thalès est un appui technique utile pour le projet RNRT SUPRACOM notamment pour concevoir, développer et industrialiser un produit compétitif en terme de performance, de coût et de fiabilité.

Le récepteur constitué d'un boîtier en haut de mât comportera :

- _ des filtres supraconducteurs
- _ des amplificateurs faible bruit (LNA)
- _ une enceinte thermique englobant les filtres et les LNA

- _ un ensemble cryogénique pour le refroidissement de l'enceinte thermique
- _ des fonctions de contrôle thermique
- _ des détections et sorties d'alarmes
- _ un té de polarisation permettant l'alimentation en continu des sous-ensembles
- _ des parafoudres
- _ un système d'alimentation et de gestion des alarmes

Dans le cadre de ce projet, nous nous sommes plus particulièrement intéressés à la conception des filtres supraconducteurs.

I.2 Spécifications préliminaires des filtres cryogéniques

Le filtre à concevoir doit répondre à des contraintes physiques imposées par l'environnement du filtre ainsi qu'à des exigences électriques fournies par les caractéristiques de la norme UMTS.

I.2.1 Spécifications physiques

Deux types de substrats peuvent être employés pour la réalisation du filtre supraconducteur, l'aluminate de lanthanate (LaAlO_3) ou l'oxyde de magnésium (MgO). Le substrat choisi doit toutefois avoir une épaisseur standard de 0,5 mm.

Les dimensions des circuits ont été fixées par l'ensemble cryogénique et plus particulièrement par l'assemblage des modules constitués des filtres et des LNA sur le doigt refroidis du cryogénérateur.

En effet, le CEA a du développer un cryogénérateur compact, léger et à coût modéré. Celui-ci doit être capable de refroidir et de maintenir à température cryogénique l'ensemble des composants électroniques placés au sommet de chaque tête de mât des stations de base. Ce système, devant présenter une grande fiabilité pour limiter au maximum les opérations de maintenance, utilise le principe du tube à gaz pulsé. Ainsi, il a l'avantage de ne pas nécessiter de partie mobile dans la zone de froid limitant ainsi les vibrations et l'usure. Leur durée de vie est actuellement supérieure à 30 000 heures. Ces cryogénérateurs présentent un rendement élevé, mais une puissance frigorifique faible.

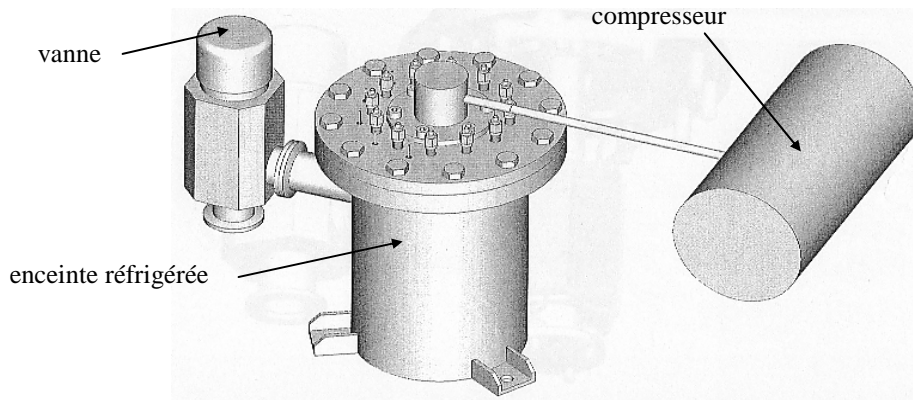


Figure 19 Refroidisseur tube à gaz pulsé

En effet, la puissance de froid est de 2,1 W à la température de 70 K pour une consommation de 90 Wa.

Les modules comprenant un filtre supraconducteur et un amplificateur faible bruit sont placés dans une enceinte réfrigérée à une température de 77K. L'agencement de ces modules, présenté à la Figure 20, est optimisé dans le but de limiter l'encombrement à l'intérieur de l'enceinte et de garantir une température uniforme.

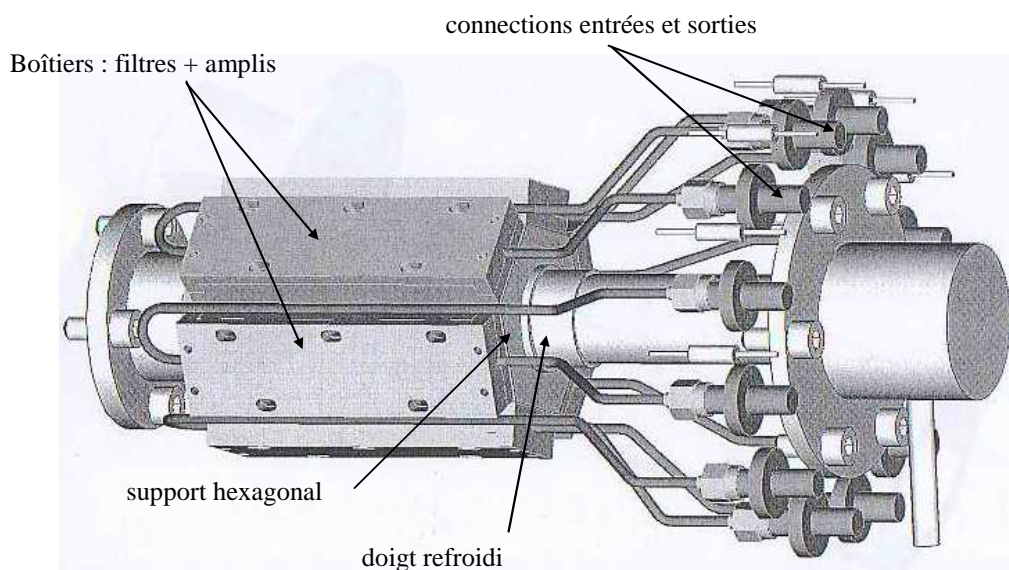


Figure 20 Assemblage des modules sur le doigt refroidi

Un support hexagonal en cuivre est donc monté sur la sonde froide en inox du cryogénérateur permettant de fixer 6 boîtiers hyperfréquences. Des connections sont prévues pour permettre le passage du signal de l'intérieur de l'enceinte réfrigérée vers l'extérieur qui est à température ambiante.

Le cryogénérateur doit être suffisamment puissant pour refroidir à une température de 77 K régulé à ± 1 K l'ensemble des boîtiers, quelle que soit la température extérieure. Le maintien d'une température homogène impose le diamètre maximum de l'hexagone. Ceci limite par la même occasion la surface des filtres supraconducteurs (longueur entre 40 et 50 mm et largeur entre 10 et 15 mm).

I.2.2 Spécifications électriques

Dans un premier temps, des spécifications préliminaires ont été définies par les différents partenaires, pour les modules cryogéniques, dans l'attente des spécifications définitives soumises à l'attribution des bandes de fréquences par les organismes officiels.

Le choix s'est porté sur le cas de figure le plus difficile, à savoir le filtrage d'un seul canal UMTS. Il convient de noter que la possibilité d'implémenter un filtrage de canal en tête de la chaîne de réception est spécifique à la norme UMTS, qui utilise la technique d'accès multiple par code et d'étalement de spectre.

Le filtre de canal doit fonctionner dans le spectre de fréquence allant de 1920 MHz à 1980 MHz avec une bande passante de 5 MHz. Nous avons choisi de concevoir un filtre à la fréquence centrale $f_0 = 1952,5$ MHz au milieu du spectre UMTS.

Afin de réduire les interférences avec les bandes voisines, une très forte sélectivité est souhaitée. Aux fréquences $f = f_0 \pm 3$ MHz, l'atténuation hors bande passante doit être de -60 dB et au-delà de cette limite, la réjection doit être en dessous de -60 dB, Figure 21.

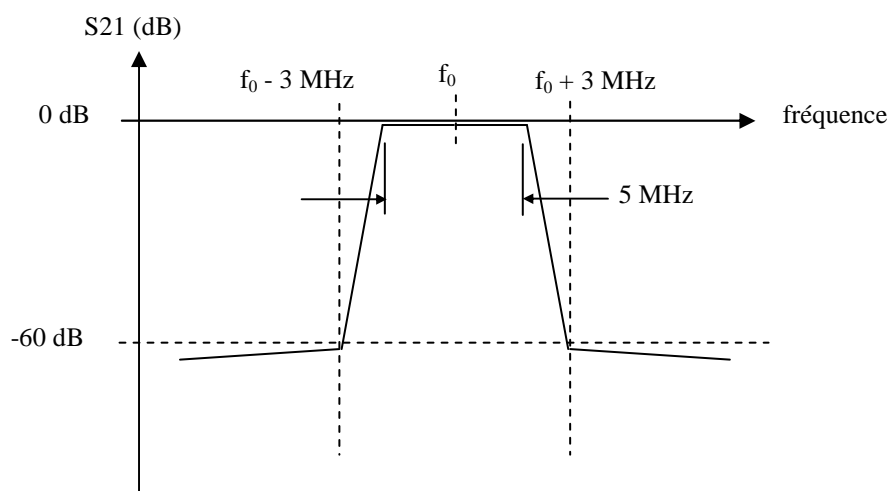


Figure 21 Gabarit de filtrage

L'augmentation de la couverture par la possibilité de traiter des signaux plus faibles nécessite d'avoir dans la bande passante du filtre $f = f_0 \pm 2$ MHz des pertes d'insertion inférieure à 1 dB. Pour respecter cette contrainte, il est essentiel d'utiliser des résonateurs à fort coefficient de qualité à vide. Cependant, plus nous utiliserons de résonateurs pour créer une forte sélectivité et plus nous augmenterons les pertes globales du filtre. Nous aurons donc à faire un compromis entre la sélectivité du filtre et les pertes d'insertion.

Le temps de groupe peut fluctuer dans la bande passante et doit être inférieur à 20 ns pour $f_0 = \pm 1$ MHz et inférieur à 110 ns pour $f_0 = \pm 2$ MHz.

L'emploi des matériaux supraconducteurs permet de fabriquer des filtres avec de très bonnes performances électriques en technologie microruban. Dans le cas de filtres à bande très étroite, des vis de réglage ou des réglages post fabrication à l'aide d'un laser [57] sont très souvent introduits pour compenser notamment les variations de hauteur du substrat. Mais l'augmentation du nombre de résonateurs rend ces réglages longs et délicats, donc difficilement envisageable dans le cas d'une production industrielle.

Dans le cadre du projet SUPRACOM, nous nous sommes intéressés à la réalisation d'un filtre sans vis de réglage. Une attention particulière sera donc apportée au choix du substrat qui devra avoir une hauteur de $500 \mu\text{m} \pm 1 \mu\text{m}$, pour pouvoir négliger le décalage en fréquence des résonateurs et l'erreur relative sur les couplages inter-résonateurs et d'entrée sortie.

L'obtention des performances définies précédemment par le gabarit nécessite une analyse et une optimisation électromagnétique rigoureuse de la structure [54].

Les simulations électromagnétiques des structures planaires supraconductrices seront réalisées à l'aide du logiciel Momentum (Agilent Eesof) [55], [56].

La méthode de conception appliquée pour l'ensemble des filtres développés dans ce chapitre peut être décrite brièvement en 4 étapes.

- ❖ La synthèse : A partir du cahier des charges et du logiciel de synthèse FILCAV développé par le CNES [66], nous calculons les valeurs des couplages, correspondant au filtre idéal, entre les différents éléments résonants et des

systèmes d'excitation. Le circuit électrique équivalent du filtre en éléments localisés répondant aux critères du cahier des charges est alors connu.

- ❖ Analyse segmentée : Cette étape comprend, d'une part, le dimensionnement du résonateur pour qu'il ait une fréquence de résonance identique à la fréquence centrale du filtre et un facteur de qualité élevé, et d'autre part, une étude de structures simples composant le filtre permettant le calcul des couplages inter-résonateurs et des facteurs de qualité extérieurs. Des abaques traduisant les variations de ces coefficients de couplage en fonction des dimensions géométriques sont alors tracés. A l'issue de ces calculs, les dimensions approchées du filtre sont connues.
- ❖ Analyse globale : La structure globale est simulée à l'aide d'un logiciel électromagnétique pour obtenir les paramètres [S]. La réponse fréquentielle obtenue est comparée au gabarit de filtrage désiré.
- ❖ Optimisation : Une boucle d'optimisation est utilisée afin de corriger les dimensions du filtre et de converger plus rapidement vers la réponse idéale du filtre.

Dans un premier temps, l'analyse de filtres en éléments localisés (L, C, ...) de différents degrés, nous a permis d'évaluer le nombre de résonateurs nécessaires pour répondre au gabarit fixé. Pour la réalisation d'un filtre de type Tchebychev, 12 résonateurs doivent être utilisés pour atteindre la sélectivité demandée.

II Conception d'un filtre supraconducteur 12 pôles Tchebychev de bande passante relative 0,26 % sur un substrat de LaAlO_3

II.1 Synthèse du filtre à l'aide du logiciel FILCAV

II.1.1 Détermination de la matrice de couplage idéale et des résistances d'entrée - sortie

La matrice de couplage idéale $[M_{ij}]$ du filtre, normalisée par rapport à la bande équiondulation (Δf) et la fréquence centrale f_0 du filtre, traduit les couplages existants entre les différents éléments résonants. La matrice de couplage $[k_{ij}]$ après dénormalisation est donnée par la formule suivante.

$$\text{Équation 1} \quad k_{ij} = \frac{M_{ij} \times \Delta f}{f_0}$$

Les résistances d'entrée et de sortie (r_e , r_s), normalisées, caractérisent les systèmes d'excitation du filtre. Dans le cas d'un filtre symétrique ($r_s = r_e = r$), le coefficient de qualité extérieur Q_e du filtre est donné par l'équation suivante.

$$\text{Équation 2} \quad Q_e = \frac{f_0}{\Delta f \times r}$$

Les données essentielles à fournir au logiciel, pour obtenir ces grandeurs correspondant au gabarit du filtre souhaité sont :

- ✘ le degré du filtre
- ✘ la fréquence centrale f_0 et la bande passante équiondulation Δf
- ✘ le coefficient de réflexion dans la bande passante
- ✘ la position et le nombre de zéros de transmission (si réponse quasi-elliptique)

✘ filtre symétrique ou non

Cette méthode de synthèse est applicable aux filtres de type Tchebychev ou quasi-elliptique contenant un nombre pair de résonateurs et un nombre de zéros de transmission pair ou nul.

Dans le cas du filtre 12 pôles Tchebychev symétrique, le logiciel de synthèse a permis d'obtenir une matrice de taille $[12 \times 12]$ contenant les coefficients de couplages k_{ij} entre les résonateurs.

0.000	2,069	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
2,069	0.000	1,485	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	1,485	0.000	1,382	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	1,382	0.000	1,349	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	1,349	0.000	1,336	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	1,336	0.000	1,331	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1,331	0.000	1,336	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1,336	0.000	1,349	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1,349	0.000	1,382	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1,382	0.000	1,485	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	1,485	0.000	2,069
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	2,069	0.000

Tableau 4 Coefficients de la matrice $[k_{ij}] \times 10^{-3}$.

Les résistances d'entrée et de sortie sont égales et de valeur : $r_e = r_s = 1,03$

Le filtre est symétrique par conséquent les facteurs de qualité extérieurs sont égaux et les coefficients de couplages k_{ij} vérifient les égalités suivantes $k_{12} = k_{1112}$, $k_{23} = k_{1011}$, $k_{34} = k_{910}$, $k_{45} = k_{89}$, $k_{56} = k_{78}$. L'étude se limite donc à 6 couplages inter-résonateurs et à un coefficient de couplage extérieur Q_e .

A partir de là, il est facile de déterminer les éléments localisés du schéma électrique équivalent du filtre 12 pôles.

II.1.2 Le schéma électrique en éléments localisés

Pour synthétiser le filtre Tchebychev 12 cellules de type L,C série sont créés [58]. L'étude est effectuée sans perte, donc aucune résistance n'est prise en compte. Toutes les cellules doivent résonner à la fréquence centrale $f_0 = 1952,5$ MHz ce qui permet de déduire, en fixant l'inductance à 1 nH, la valeur de la capacité du schéma équivalent grâce à l'Équation 3.

Équation 3
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Le couplage entre les lignes d'excitation et les résonateurs sont représentés par des transformateurs parfaits de rapport de transformation N.

Équation 4
$$N = \sqrt{\frac{Q_e Z_0}{2\pi L f_0}}$$

Q_e désigne le facteur de qualité externe et Z_0 l'impédance de charge 50 Ω .

Le schéma électrique équivalent sans pertes du filtre, représenté sur la Figure 22, permet de visualiser la réponse idéale du filtre Tchebychev 12 pôles.

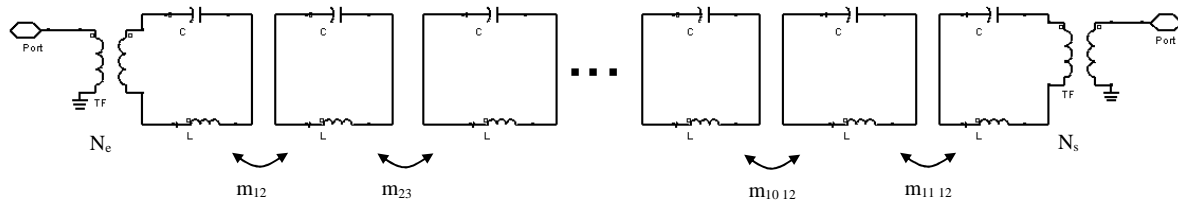


Figure 22 Schéma électrique en éléments localisés du filtre Tchebychev 12 pôles sans pertes

Le couplage entre les résonateurs i et j est caractérisé par une mutuelle inductance notée $m_{ij} = k_{ij}$.

Sur la Figure 23, sont représentés les réponses idéales du schéma équivalent du filtre Tchebychev 12 pôles et le gabarit souhaité.

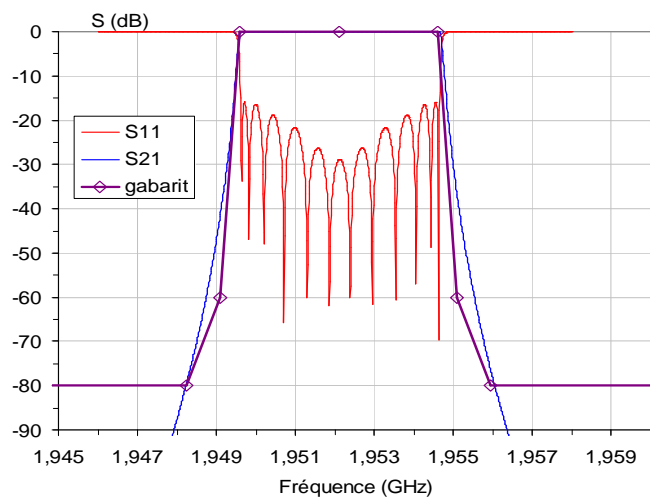


Figure 23 Réponse idéale du schéma équivalent comparée avec le gabarit

La sélectivité du filtre n'est pas tout à fait respectée. Le filtre a, en effet, une bande passante de 6,6 MHz au lieu de 6 MHz à -60 dB.

II.2 Analyse segmentée : détermination des dimensions du filtre

Les calculs électromagnétiques sont effectués avec le logiciel MOMENTUM, basé sur la méthode des moments. Ce simulateur $2D^{1/2}$ est adapté à l'analyse de circuits planaires avec ou sans blindage.

II.2.1 Choix du substrat

Pour répondre aux contraintes d'espace notre choix s'est porté sur le substrat de lanthanate d'alumine (LaAlO_3). En effet, sa forte permittivité ($\epsilon_r = 23,6$) permet de réduire la taille des résonateurs et de diminuer ainsi les dimensions du filtre.

II.2.2 Topologie du résonateur et dimensions

Différentes topologies de résonateurs ont été étudiées pour respecter au mieux les critères d'occupation d'espace et avoir un facteur de qualité à vide élevé. Les résonateurs utilisés sont des lignes en $\lambda_g/2$ repliées sur elles-mêmes. Ce type de résonateur permet à la fois, de réduire l'encombrement, et de confiner l'énergie électromagnétique au voisinage de la surface du substrat. Ainsi, les couplages inter-résonateurs sont très faibles et les couplages entre résonateurs non adjacents sont inexistant. Par conséquent, il est possible de construire des filtres à bande étroite avec un encombrement réduit [59], [60].

Le résonateur retenu de forme rectangulaire est constitué d'une ligne microruban de largeur $700 \mu\text{m}$ et de longueur totale $27,66 \text{ mm}$.

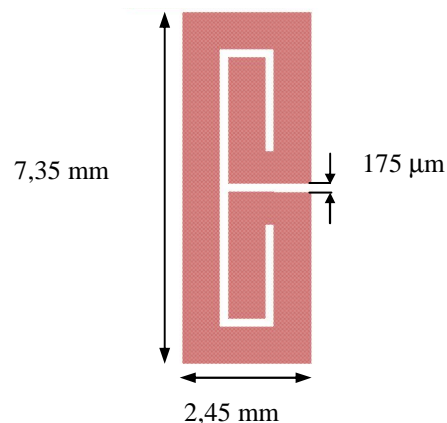


Figure 24 Résonateur en $\lambda_g/2$ retenu

Dans cette topologie, deux paramètres interviennent sur la valeur du coefficient de qualité à vide du résonateur : la dimension des gaps au niveau du repliement de la ligne et la largeur de la ligne microruban. Un compromis doit être trouvé entre compacité et facteur de qualité.

La structure étudiée à l'aide du logiciel MOMENTUM, pour obtenir le facteur de qualité, est constituée d'un résonateur et de deux lignes d'excitation. Le calcul est réalisé en tenant compte des pertes diélectriques et des pertes métalliques, et en considérant l'épaisseur de métallisation nulle. La tangente de pertes du substrat LaAlO_3 à la fréquence de 2 GHz et à la température de 77 K est de $7,6 \cdot 10^{-6}$. L'impédance complexe du matériau supraconducteur fournie par THALES MICROWAVE est estimée à $(2 \times 10^{-5} + j 0,007) \Omega$, à une fréquence de 2 GHz et à une température de 77K.

Les différents facteurs de qualité caractérisant la structure sont reliés entre eux par la relation suivante :

$$1/Q_L = 1/Q_0 + 1/Q_{e_e} + 1/Q_{e_s}$$

avec : Q_L : facteur de qualité en charge

Q_0 : facteur de qualité à vide du résonateur

Q_{e_e}, Q_{e_s} : facteurs de qualité extérieurs respectivement en entrée et en sortie

Le facteur de qualité à vide Q_0 est donc déterminé en découplant fortement le résonateur des lignes d'excitation ($Q_{e_e} = Q_{e_s} \gg Q_0$)

Dans ces conditions, Q_L est peu différent de Q_0 . Nous obtenons un facteur de qualité à vide Q_0 de 27 786 pour le résonateur retenu.

II.2.3 Construction des abaques pour déterminer les positions des systèmes d'excitation et des différents résonateurs

La matrice de couplage du filtre 12 pôles Tchebychev étudié peut être représentée par le schéma de la Figure 25.

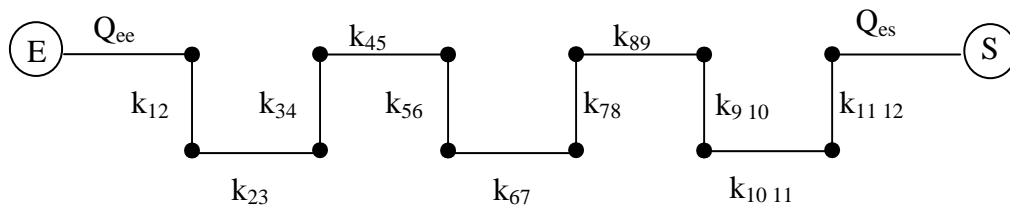


Figure 25 Diagramme des couplages

Dans cette étape le filtre est segmenté en éléments simples permettant d'étudier :

- ✘ les couplages entre les systèmes d'excitation en entrée et en sortie et les résonateurs (Q_{ee} et Q_{es})
- ✘ les couplages entre les éléments résonants (k_{ij}), afin d'en déduire les configurations possibles afin d'obtenir les valeurs déterminées théoriquement lors de la synthèse

I.1.1.1 Détermination de la position des systèmes d'excitation

La structure étudiée se compose d'un élément résonant couplé à une ligne microruban d'impédance caractéristique 50Ω . C'est une excitation par proximité. Les deux paramètres qui interviennent dans l'étude de ce couplage sont la distance entre la ligne microruban et le résonateur et la longueur de ligne (l) en regard avec le résonateur Figure 27.

Dans ce cas, l'information nécessaire au calcul du facteur de qualité est fournie par la phase du paramètre S_{11} (Figure 26). La fréquence f_0 du résonateur est identifiable par un saut de phase de -180° et $+180^\circ$. La bande passante, mesurée entre -90° et $+90^\circ$, permet de déterminer Q_e grâce à l'Équation 5 [15].

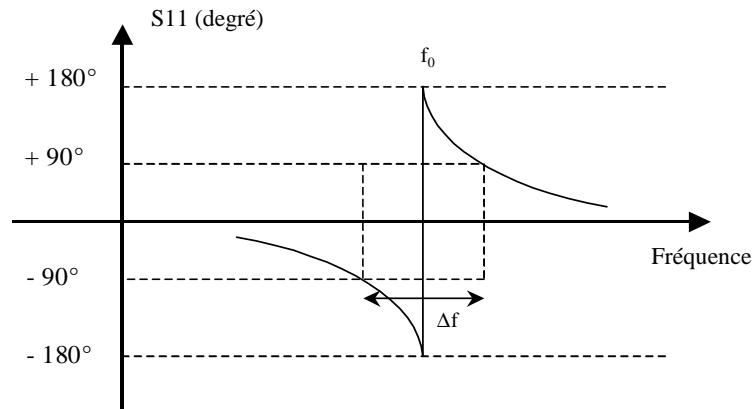


Figure 26 Phase du paramètre S11 en fonction de la fréquence

Équation 5
$$Q_e = \frac{f_0}{\Delta f \pm 90^\circ}$$

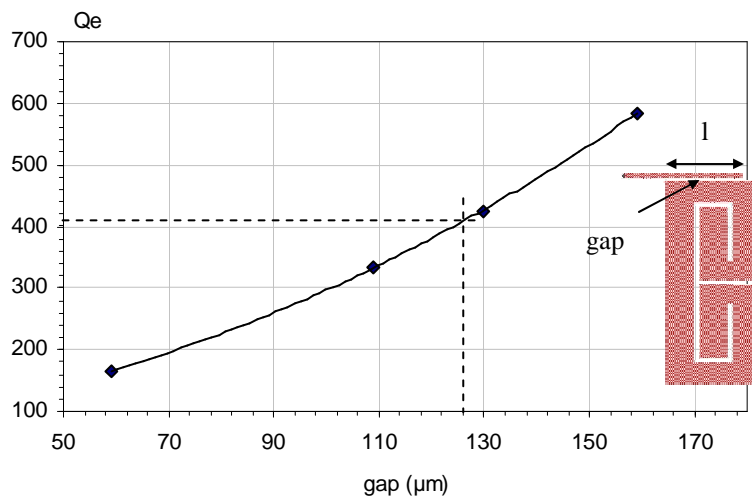


Figure 27 Variation du facteur de qualité extérieur avec l fixé à 2,22 mm

Pour obtenir la valeur du coefficient de couplage extérieur désirée ($Q_e = 404$), un gap entre la ligne microruban et l'élément résonant égale à 126 μm et une longueur l de 2,22 mm sont nécessaires.

La seconde étape consiste à étudier les couplages entre les différents éléments résonants.

I.1.1.2 Etude des couplages inter-résonateurs : détermination des distances entre éléments résonants

Cette étude permet de relier une grandeur physique, la dimension du gap entre les deux éléments résonants, et une grandeur électrique, la valeur du couplage inter-résonateurs déterminée théoriquement.

Dans ce cas, les lignes d'excitation doivent également être suffisamment éloignées des résonateurs pour ne pas perturber leur fonctionnement. La proximité des deux résonateurs modifie leur fréquence de résonance laissant ainsi apparaître deux pics dans la réponse électromagnétique. L'un correspond au mode de résonance pair ou électrique de fréquence f_{0e} et l'autre au mode de résonance impair ou magnétique de fréquence f_{0m} .

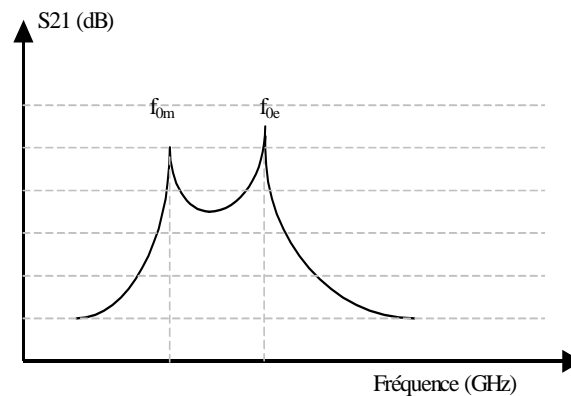


Figure 28 Réponse en transmission d'une structure composée de deux résonateurs

Le coefficient de couplage entre deux résonateurs s'exprime à partir des fréquences de résonance f_{0e} et f_{0m} de la façon suivante :

$$\text{Équation 6} \quad k = \left| \frac{f_{0e}^2 - f_{0m}^2}{f_{0e}^2 + f_{0m}^2} \right|$$

La forme particulière du résonateur en $\lambda/2$ autorise plusieurs configurations de couplage inter-résonateurs. Deux d'entre elles seront utilisées dans le filtre 12 pôles Tchebychev présenté sur la Figure 31.

I.1.1.2.1 Couplage de type électrique

Le couplage de type électrique existe lorsque les extrémités d'une ligne résonante en $\lambda/2$ sont en vis à vis avec les extrémités d'une autre ligne résonante. Ce type de couplage

intervient dans la réalisation du filtre entre les résonateurs 6 et 7 avec un coefficient de couplage $k_{67} = 1,331.10^{-3}$.

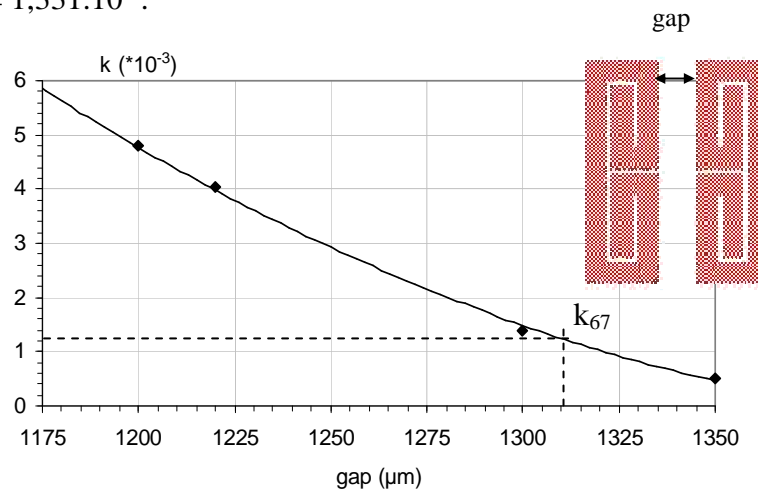


Figure 29 Variation du coefficient de couplage de type électrique en fonction du gap entre les résonateurs

Le couplage k_{67} peut être réalisé en écartant les deux résonateurs d’une distance de 1310 μm.

I.1.1.2.2 Couplage de type mixte

Le couplage de type mixte, combinaison de couplages de type électrique et de type magnétique est fonction également de la distance entre les résonateurs comme l’indique l’abaque de la Figure 30. L’ensemble des couplages k_{12} , k_{23} , k_{34} , k_{45} , k_{56} , k_{78} , k_{89} et $k_{9\ 10}$ $k_{10\ 11}$ et $k_{11\ 12}$ sont de type mixte.

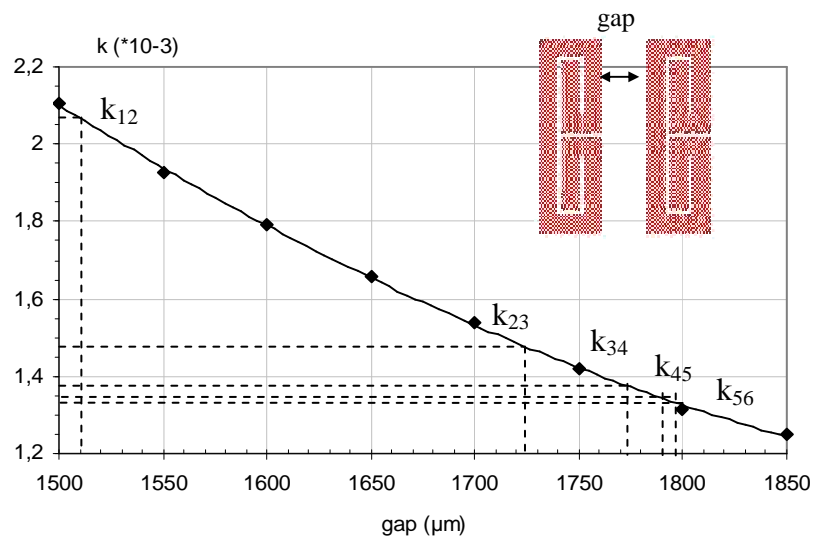


Figure 30 Variation du coefficient couplage de type mixte en fonction du gap entre les résonateurs

A partir de l'abaque nous pouvons extraire les dimensions suivantes :

Coefficients de couplage	Distances inter-résonateurs
$k_{12} = 2,069.10^{-3}$	1510 μm
$k_{23} = 1,485.10^{-3}$	1724 μm
$k_{34} = 1,382.10^{-3}$	1773 μm
$k_{45} = 1,349.10^{-3}$	1790 μm
$k_{56} = 1,336.10^{-3}$	1798 μm

Les autres couplages se déduisent de ceux répertoriés dans le tableau du fait de la structure symétrique du filtre.

Remarque : La réalisation d'un filtre à bande très étroite (0,26 %) nécessite d'avoir des couplages entre les éléments résonants très faibles, de l'ordre de 10^{-3} . Ce faible couplage ne peut être obtenu qu'en augmentant considérablement la distance entre les résonateurs, celle-ci est en moyenne supérieure à 1,6 mm.

L'étude électromagnétique segmentée du filtre a donc permis d'obtenir les dimensions géométriques approchées du filtre.

II.3 Etude électromagnétique globale

L'étude électromagnétique globale permet de prendre en compte l'ensemble des interactions possibles entre les différents éléments résonants constituant le circuit, ainsi que les effets induits par la présence du boîtier. Le filtre à 12 pôles de type Tchebychev se présente sous la forme suivante :

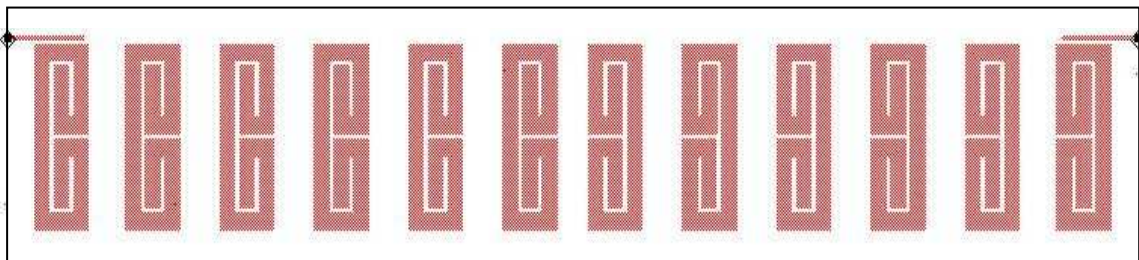


Figure 31 Filtre Tchebychev composé de 12 résonateurs

Tous les résonateurs sont alignés, de façon à avoir une forte réjection hors bande. Les réponses électromagnétiques du filtre sont présentées sur la Figure 32

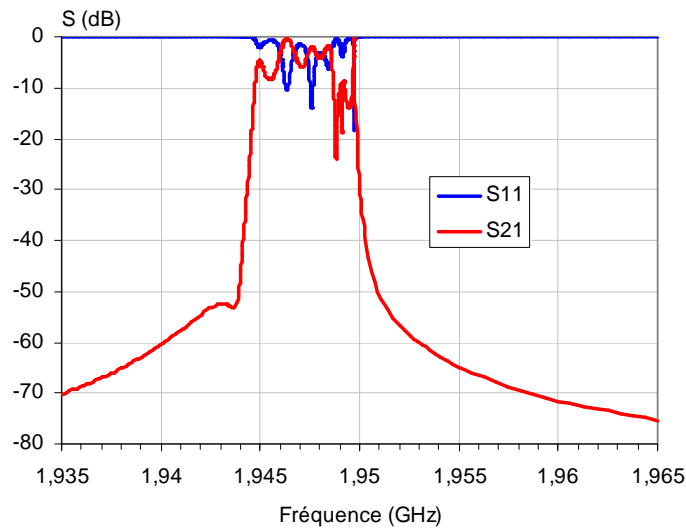


Figure 32 Réponse en fréquence du filtre Tchebychev 12 pôles

Ce premier comportement fréquentiel du filtre ne satisfait pas le gabarit imposé. Il serait donc nécessaire de réaliser une optimisation globale du dispositif.

La simulation et le réglage de ce filtre n'ont pas été poussés plus en avant, car le cahier des charges au même moment a subi d'importantes modifications.

En effet, après plusieurs entretiens avec les acteurs du projet SUPRACOM, nous nous sommes dirigés vers un filtre ayant une bande passante de 10 MHz, au lieu de 5 MHz. Autre modification notable, le substrat utilisé sera le MgO. En effet, Thalès Recherche et Technologies a mis en évidence que les macles du substrat LaAlO_3 créent une dispersion de la permittivité, donc de la fréquence des résonateurs, rendant difficile la fabrication de filtres à bande passante étroite sans vis de réglage.

Ce changement de substrat d'accueil nous oblige à revoir entièrement la conception du filtre. Le MgO a une permittivité beaucoup moins élevée que le LaAlO_3 , la taille des résonateurs sera donc plus grande, ce qui aura pour effet d'augmenter la superficie occupée par le filtre.

Afin de répondre aux contraintes d'encombrement et de maintenir une forte sélectivité, nous nous sommes orientés vers un filtre de type quasi-elliptique. En effet pour un même nombre de résonateurs, un filtre de type quasi-elliptique possède une meilleure sélectivité qu'un filtre de type Tchebychev.

III Conception d'un filtre 12 pôles quasi-elliptique de bande passante relative 0,5 % sur un substrat de MgO

III.1 Cahier des charges

Les spécifications d'encombrement restent identiques. Le substrat à utiliser pour la réalisation du filtre supraconducteur est l'oxyde de magnésium (MgO) d'une épaisseur 0,5 mm.

Pour les spécifications électriques, nous avons choisi de concevoir un filtre à la fréquence centrale $f_0 = 1,95$ GHz et de bande passante 10 MHz.

Toujours afin de réduire les interférences avec les bandes voisines, une très forte sélectivité est souhaitée pour le filtre, c'est pourquoi l'atténuation hors bande passante doit atteindre -60 dB à $f = f_0 \pm 6$ MHz.

III.2 Synthèse du filtre : détermination de la matrice de couplage idéale et des résistances d'entrée sortie

La synthèse, à partir du logiciel FILCAV et du gabarit souhaité, a permis d'obtenir une matrice $[12 \times 12]$ contenant les coefficients des couplages normalisés M_{ij} entre les résonateurs. Cette matrice doit nous permettre de réaliser le filtre idéal répondant aux critères demandés, nous l'appellerons donc la matrice objectif notée $[M_{ij}]_{obj}$.

0.000	0,804	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0,804	0.000	0,577	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0,577	0.000	0,537	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0,537	0.000	0,524	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0,524	0.000	0,492	0.000	0,165	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0,492	0.000	-0,683	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	-0,683	0.000	0,492	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0,165	0.000	0,492	0.000	0,524	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0,524	0.000	0,537	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0,537	0.000	0,577	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0,577	0.000	0,804
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0,804	0.000

Tableau 5 Coefficients de la matrice $[M_{ij}]$

Lors de la synthèse nous avons choisis de concevoir un filtre symétrique. Les résistances d'entrée et de sortie sont égales et de valeur : $r_e = r_s = 0,961$. Pour obtenir un filtre de type quasi-elliptique, il est nécessaire de créer un rétro-couplage entre deux résonateurs non adjacents 5 et 8.

La réponse en transmission du filtre idéale en éléments localisés respecte bien le gabarit souhaité sur la bande de fréquence $f_0 \pm 6$ MHz, Figure 33.

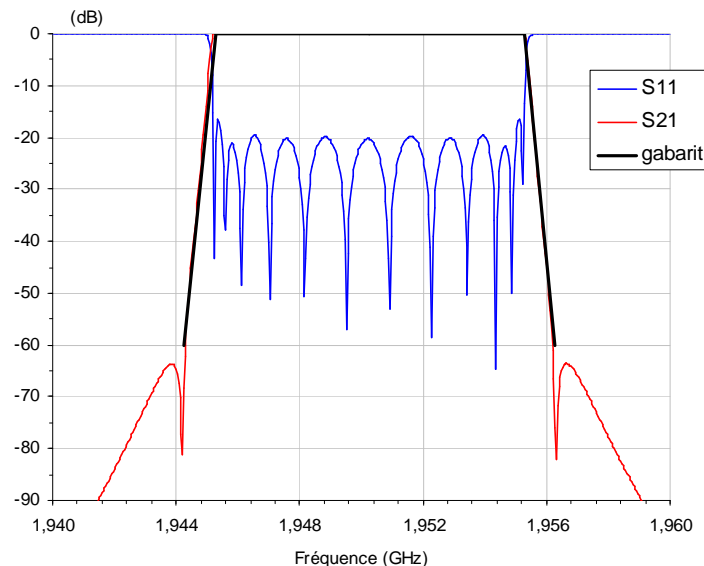


Figure 33 Réponses théoriques du filtre quasi-elliptique 12 pôles et gabarit

La bande passante est de 10 MHz avec un coefficient de réflexion dans la bande de -20 dB. Deux zéros de transmission sont placés de part et d'autre de la bande passante et de façon symétrique.

III.3 Analyse segmentée : détermination des dimensions du filtre

III.3.1 Topologie du résonateur et dimensions

La topologie du résonateur doit permettre de concevoir un filtre de type quasi-elliptique. Il existe deux méthodes pour créer des rétro-couplages. La première méthode utilise des lignes microrubans pour réaliser le rétro-couplage entre des résonateurs qui sont éloignés. La deuxième méthode se fait par l'agencement particulier des résonateurs. Nous avons choisis la deuxième méthode, il faut donc développer un résonateur qui puisse permettre la réalisation d'un rétro-couplage par proximité.

La bande passante du filtre est très étroite, les coefficients de couplages entre les résonateurs sont donc très faibles. Il faut donc également essayer d'utiliser des résonateurs qui

permettent d'obtenir des coefficients de couplage faibles, avec des distances inter-résonateurs raisonnables.

Cette étude a conduit au développement d'une structure résonante de forme carrée, où les extrémités de la ligne microruban en $\lambda_g/2$ sont repliées à l'intérieur du carré. La ligne microruban a une largeur de $700 \mu\text{m}$ et la surface du carré est d'environ $4,8 \times 4,8 \text{ mm}^2$.

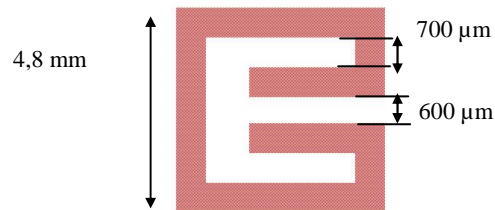


Figure 34 Résonateur en $\lambda_g/2$ retenu

De plus, le facteur de qualité égal à 39 000, obtenu en considérant les pertes diélectriques et les pertes métalliques, doit permettre de limiter les pertes d'insertions. La topologie du filtre présentée sur la Figure 41 doit permettre à la fois d'obtenir une réponse de type quasi-elliptique et de ne pas dépasser l'encombrement alloué. Les résonateurs 1 et 12 sont placés respectivement sous les résonateurs 2 et 11 afin de limiter la longueur occupée par le filtre. La disposition des éléments résonants crée un rétro-couplage entre les résonateurs 5 et 8.

III.3.2 Construction des abaques pour déterminer les positions des systèmes d'excitation et des différents résonateurs

I.1.1.3 Détermination de la position des systèmes d'excitation

Pour obtenir la valeur des couplages d'entrée sortie nécessaires à la réalisation du filtre, les lignes d'excitation sont connectées directement sur le résonateur (11). Dans ce cas, l'intensité du couplage est contrôlée en déplaçant la ligne d'excitation le long du résonateur. Ce couplage est nul lorsque la ligne est placée au milieu du résonateur en $\lambda_g/2$ et fort aux extrémités.

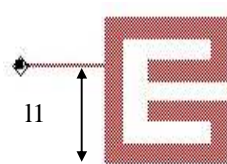


Figure 35 Système d'excitation aux accès

Le couplage $Q_e = Q_s = 203$ est obtenue pour une longueur l_1 de 3,02 mm. La topologie choisie pour le filtre met en évidence plusieurs types de couplages entre les éléments résonants. L'étude du filtre par segmentation va permettre de tracer les abaques des différents types de couplages, mixtes, électriques et magnétiques [62], [63].

I.1.1.4 Couplage de type mixte

Ce type de couplage est crée, par un couplage de type électrique associé à un couplage de type magnétique. Avec notre forme de résonateur trois configurations sont possibles.

a) Couplage mixte de type 1

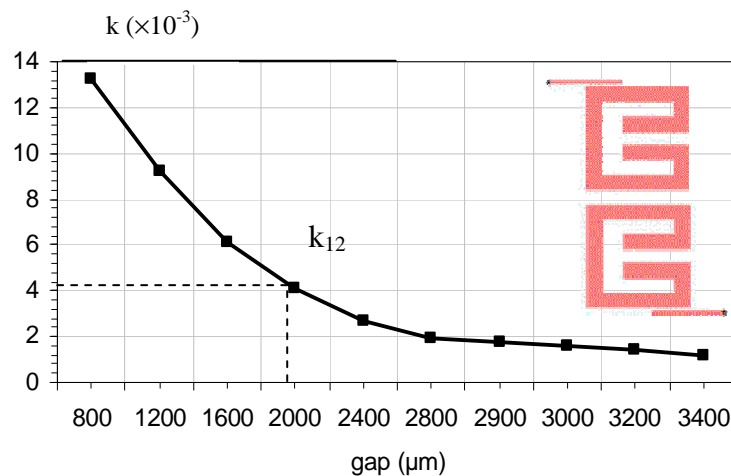


Figure 36 Variation du couplage mixte de type 1 en fonction de la distance inter-résonateurs

Pour un coefficient de couplage $k_{12} = k_{11\ 12} = 4,12 \cdot 10^{-3}$, la distance entre les deux résonateurs doit être de 1990 µm.

b) Couplage mixte de type 2

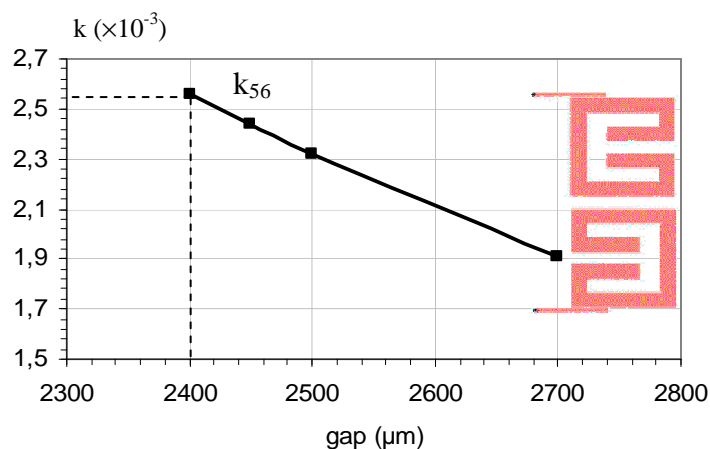


Figure 37 Abaque couplage mixte de type 2 en fonction de la distance inter-résonateurs

Pour obtenir un coefficient de couplage $k_{56} = k_{78} = 2,52 \cdot 10^{-3}$ la distance entre les deux résonateurs doit être de $2400 \mu\text{m}$.

c) Couplage mixte de type 3

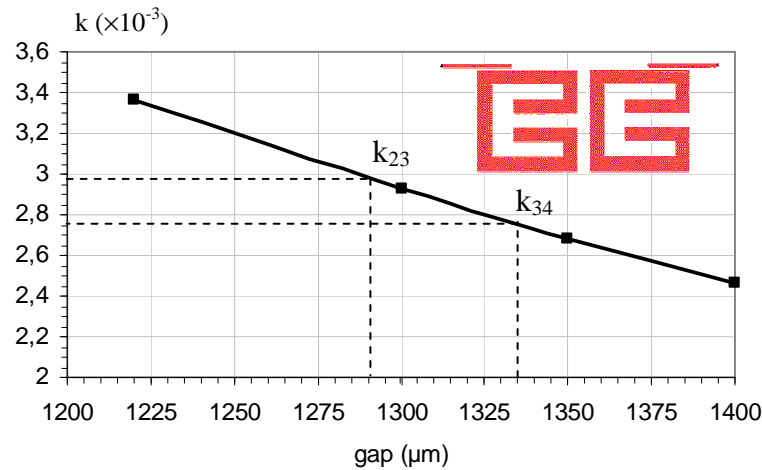


Figure 38 Variation du couplage mixte de type 3 en fonction de la distance inter-résonateurs

Pour régler le couplage $k_{23} = k_{10\ 11} = 2,96 \cdot 10^{-3}$ la distance entre les deux résonateurs doit être de $1290 \mu\text{m}$, pour le couplage $k_{34} = k_{9\ 10} = 2,75 \cdot 10^{-3}$ la distance entre les deux résonateurs doit être de $1335 \mu\text{m}$.

III.3.2.1 Couplage de type électrique

Les extrémités de lignes des deux résonateurs sont face à face.

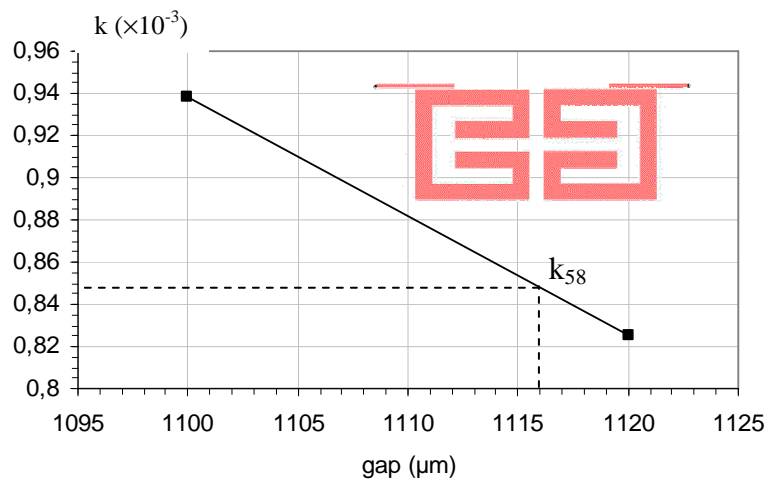


Figure 39 Variation du couplage électrique en fonction de la distance inter-résonateurs

Le couplage de type électrique est un couplage moins fort que le couplage de type magnétique, la distance à respecter entre les résonateurs est en générale plus faible. Pour obtenir un coefficient de couplage $k_{58} = 8,46 \cdot 10^{-4}$ la distance entre les deux résonateurs doit être de $1116 \mu\text{m}$.

III.3.2.2 Couplage de type magnétique

Les deux résonateurs sont couplés au niveau de la zone située à $\lambda_g/4$ des extrémités.

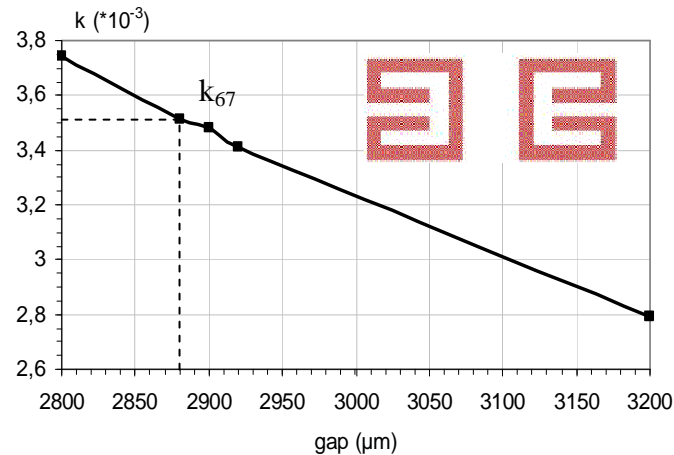


Figure 40 Variation du couplage magnétique en fonction de la distance inter-résonateurs

Pour obtenir un coefficient de couplage $k_{67} = 3,5 \cdot 10^{-3}$ la distance entre les deux résonateurs doit être de 2880 μm .

L'étude des couplages nous a permis de relier les variables électriques aux grandeurs physiques. La connaissance de ces grandeurs physiques associées aux types de couplages à mettre en œuvre nous autorisent maintenant à définir les dimensions globales du filtre.

III.4 Analyse électromagnétique globale

La topologie du filtre encapsulé est illustrée sur la Figure 41. La surface occupée est de 54,8 mm \times 20 mm.

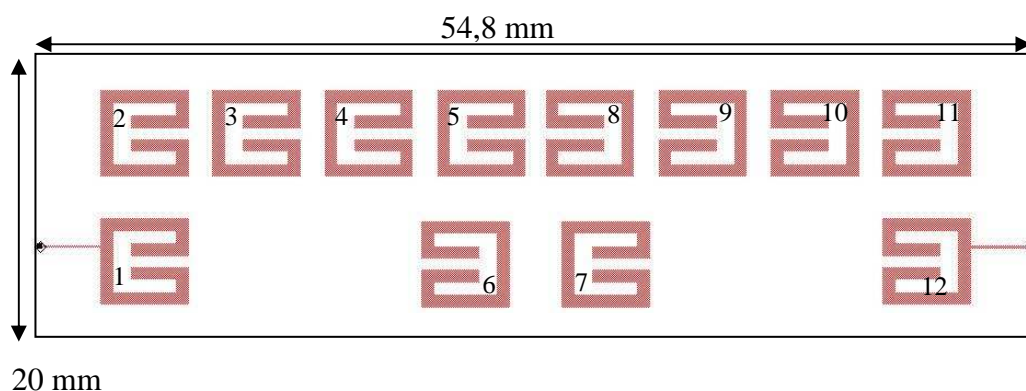


Figure 41 Filtre 12 pôles dans son boîtier

L'agencement des résonateurs 5, 6, 7 et 8 rend difficile le réglage du filtre. Par exemple, si le couplage entre les résonateurs 6 et 7 est modifié, cela signifie qu'il faut aussi modifier les couplages entre les résonateurs 5 et 6, et les résonateurs 7 et 8.

La durée de l'analyse électromagnétique du filtre à l'aide de Momentum est très longue, environ 8 heures. La machine utilisée a les références suivantes : HP9000 - J5600 bi-processeurs PA8600, specfp95 – 62.7. Ceci est dû au nombre élevé de résonateurs ainsi qu'à leur forme repliée qui nécessitent un maillage suffisamment dense pour prendre en compte les effets capacitifs ou inductifs.

La première simulation électromagnétique, avec les dimensions obtenues lors de l'étude par segmentation du filtre, a fourni les réponses fréquentielles de la Figure 42.

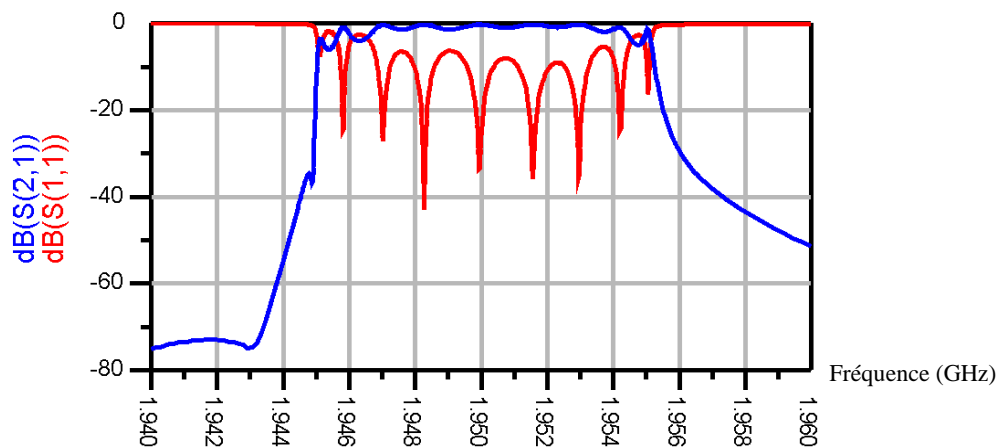


Figure 42 Réponses électromagnétiques du filtre avant optimisation

Le filtre est centré sur la fréquence de 1,95 GHz et sa bande passante est proche de 10 MHz. L'ondulation excessive dans la bande passante provient d'une mauvaise valeur des couplages aux accès. De plus, seul le zéro de transmission à gauche de la bande passante est visible.

La réponse électromagnétique du filtre ne satisfait donc pas l'objectif fixé. Ceci est dû à la non prise en compte, lors de la détermination des dimensions géométriques, des interactions électromagnétiques entre les différents éléments. Aussi, certains paramètres de la structure globale doivent être modifiés pour obtenir une réponse satisfaisante.

III.5 Procédure d'optimisation

La méthode d'optimisation conventionnelle, qui consiste à corriger les dimensions par calculs itératifs des paramètres [S] aux accès de la structure, nécessiterait dans notre cas beaucoup d'analyses du fait de la complexité du filtre et des temps de calculs élevés. C'est pourquoi, nous avons utilisé une méthode d'optimisation électromagnétique, développée à l'IRCOM par S. Bila [64], basée sur l'identification des matrices de couplage.

Avant de décrire la méthode d'optimisation, décrivons quels sont les éléments à notre disposition. Le logiciel FILCAV, nous fournit la matrice $[M_{ij}]_{obj}$ indiquant les valeurs des couplages à réaliser pour obtenir un filtre idéal répondant aux critères souhaités.

La méthode d'analyse par segmentation a créé un lien entre les paramètres électriques de la matrice $[M_{ij}]_{obj}$ et les dimensions géométriques du filtre.

A partir des paramètres $[S]$ de la réponse électromagnétique globale du filtre et du logiciel PRESTO développé par l'INRIA, il est possible de calculer une approximation rationnelle des paramètres $[S]$ et ainsi de déduire la matrice de couplage identifiée $[M]_{id}$ correspondante et les coefficients de couplage en entrée et en sortie r_e et r_s . La matrice $[M]_{id}$ permet alors, par comparaison avec la matrice objectif $[M_{ij}]_{obj}$, d'évaluer les différents couplages à corriger et donc les dimensions à modifier. Le diagramme de la Figure 43 reprend le déroulement de la procédure d'optimisation.

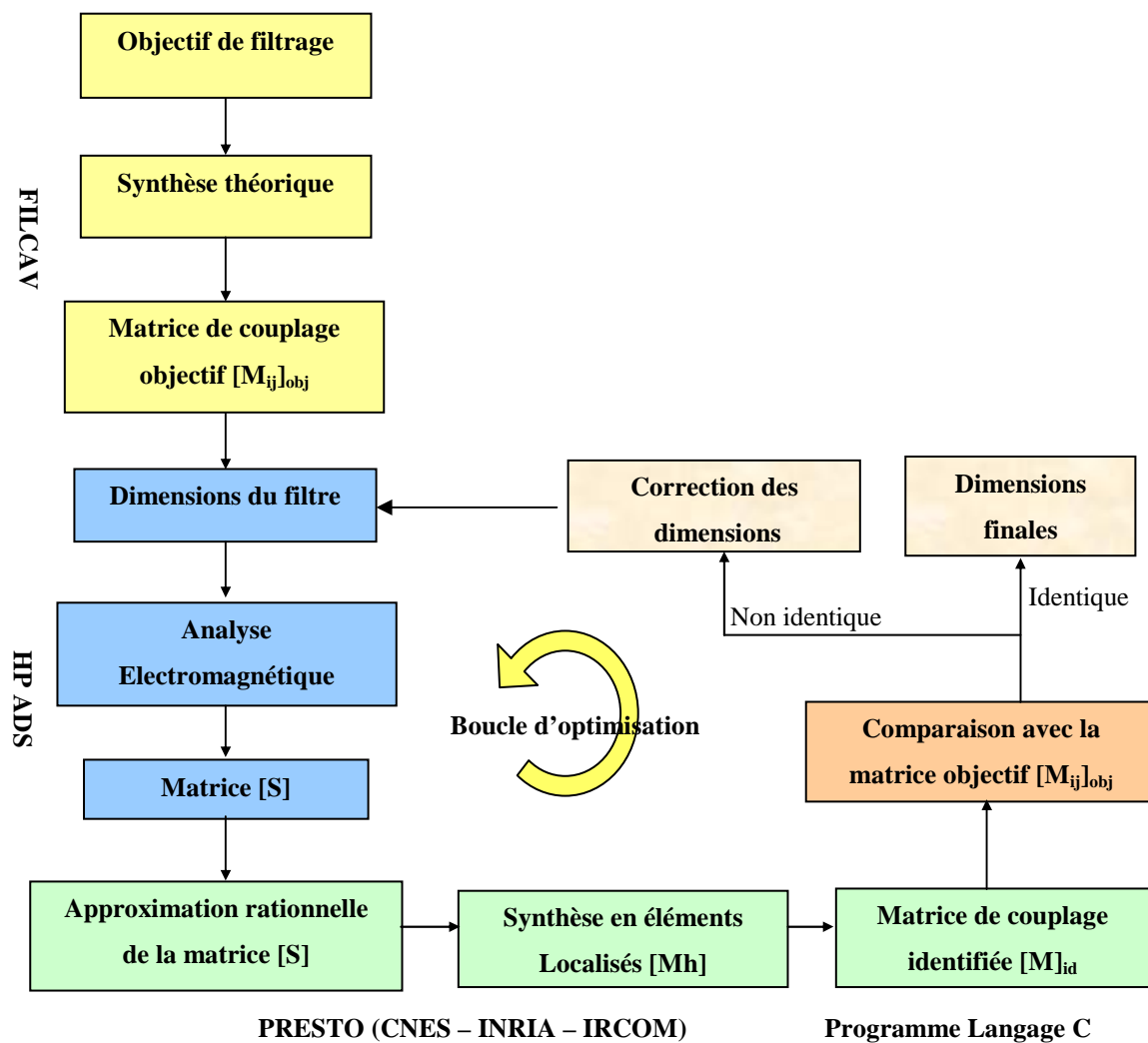


Figure 43 Procédure d'optimisation électromagnétique d'un filtre

Après plusieurs itérations de la boucle d'optimisation, des réponses obtenues du filtre quasi-elliptique sont présentées sur la Figure 44.

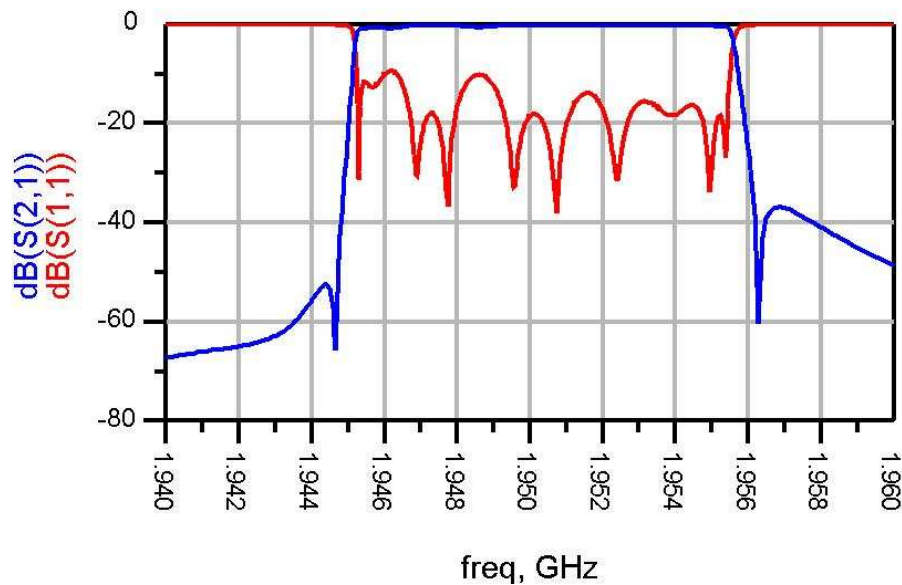


Figure 44 Réponses électromagnétiques obtenues après plusieurs itérations

L'optimisation du filtre n'a pas permis de régler le coefficient de réflexion S11 dans la bande passante en dessous de -10 dB. Les deux zéros de transmission sont visibles mais la réjection à droite de la bande passante est insuffisante. Malgré de multiples essais, le coefficient de transmission S21 du côté des hautes fréquences remonte au-dessus des -40 dB.

La matrice de couplage identifiée, Tableau 6, correspondant aux réponses fréquentielles de la Figure 44 permet d'identifier les couplages parasites les plus forts pour ensuite pouvoir les traiter sur le schéma en éléments localisés.

0.035	0,794	0.012	0.000	0.000	0.006	0.006	0.003	0.000	0.002	0.001	0.002
0,794	0.050	0,558	0.018	0.004	0.006	0.007	0.000	0.001	0.004	0.000	0.000
0.012	0,558	-0.083	0,528	0.020	0.004	0.005	0.000	0.005	0.000	0.000	0.000
0.000	0.018	0,528	-0.038	0,514	0.010	0.000	0.010	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.004	0.020	0,514	0.017	0,439	0.036	0,250	0.009	0.000	0.009	0.000
0.006	0.006	0.004	0.010	0,492	-0.047	-0,764	0.036	0.002	0.010	0.010	0.015
0.006	0.007	0.005	0.000	0.036	-0,764	0.014	0,427	0.012	0.007	0.002	0.008
0.003	0.000	0.000	0.010	0,258	0.036	0,427	-0.048	0,510	0.020	0.006	0.004
0.000	0.001	0.005	0.000	0.009	0.002	0.012	0,510	-0.038	0,522	0.018	0.000
0.002	0.004	0.000	0.000	0.000	0.010	0.007	0.020	0,522	-0.080	0,557	0.012
0.001	0.000	0.000	0.000	0.009	0.010	0.002	0.006	0.018	0,557	0.056	0,793
0.002	0.000	0.000	0.000	0.000	0.015	0.008	0.004	0.000	0.012	0,793	0.037

Tableau 6 Coefficients de la matrice identifiée $[M_{ij}]_{i,j}$

A partir de tests, réalisés sur le filtre en éléments localisés, nous avons mis en évidence que dans la zone de création du rétro-couplage, le regroupement d'éléments résonants engendre des couplages parasites qui perturbent la réponse du filtre. Il est évident que nous n'avons pas pris en compte tous les couplages parasites susceptibles d'exister. Nous nous sommes intéressés uniquement aux couplages parasites entre les résonateurs 5 et 7 et les résonateurs 6 et 8.

Pour connaître avec certitude les effets induits par ces couplages, nous avons repris et fait évoluer notre modèle en éléments localisés.

Deux mutuelles inductances de valeur $2 \cdot 10^{-4}$ ont été rajoutées sur le schéma en éléments localisés du filtre idéal. La Figure 45 présente les réponses du filtre en tenant compte de ces couplages parasites.

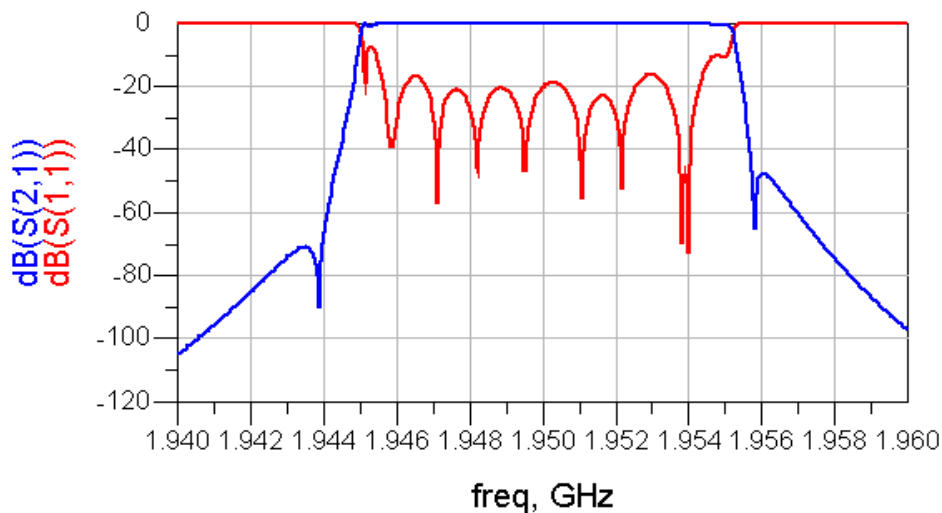


Figure 45 Réponses du filtre en éléments localisés en tenant compte des couplages parasites

Comme sur la réponse électromagnétique de la Figure 44, le coefficient en transmission S_{21} remonte aux alentours de -40 dB à droite de la bande passante du filtre. Le coefficient de réflexion est fortement dégradé à l'intérieur de la bande passante, $S_{11} < -10$ dB.

Cette simulation met donc en évidence le phénomène engendré par des couplages parasites pourtant très faibles au regard des couplages à réaliser ($k_{68} = k_{57} = 2 \cdot 10^{-4}$).

Une première solution pour optimiser le filtre consiste à prendre en compte la présence des couplages parasites et à diminuer leurs effets en jouant sur les autres couplages. Des tests

ont été effectués à partir du schéma équivalent en éléments localisés mais ils n'ont pas permis d'améliorer la réponse du filtre.

La seconde solution consiste à écarter les résonateurs 5 et 8 et d'utiliser une ligne microruban pour obtenir le couplage adéquat. Malheureusement cette possibilité demande plus d'espace et ne pourra pas être mise en œuvre dans le cadre de ce projet.

De plus, la réalisation du filtre YBCO sur substrat de MgO nécessite un substrat de diamètre supérieur à 2 pouces (c'est à dire supérieur à 50,9 mm) comme le montre le schéma a) de la Figure 46.

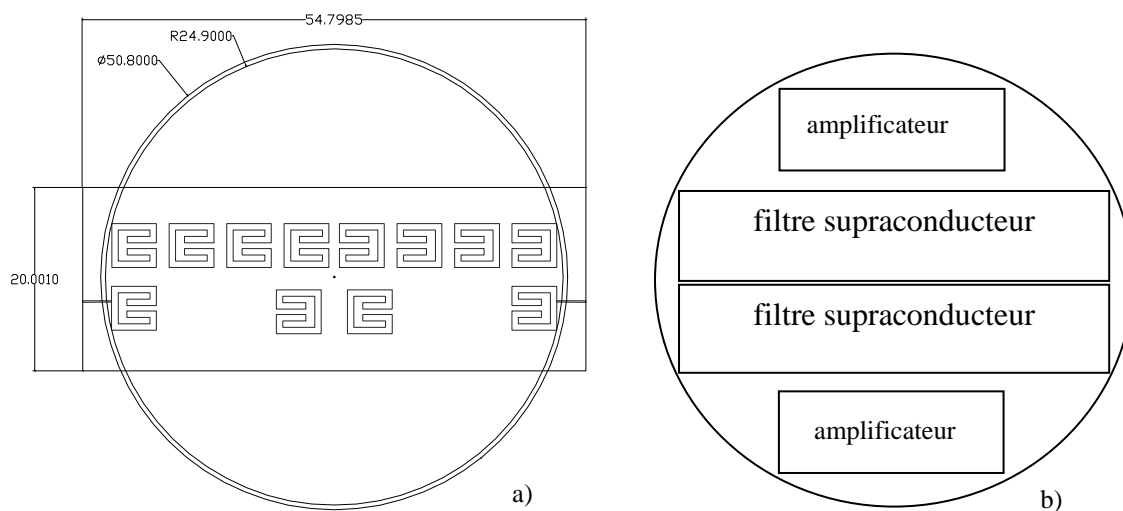


Figure 46 Optimisation de l'occupation de l'espace sur le substrat

A ce stade du projet, le cahier des charges a subi de nouvelles modifications. La surface impartie pour le filtre s'est restreinte pour aboutir à une surface rectangulaire de 45 mm de long sur 11,26 mm de large. Ces dimensions sont fixées par la taille du boîtier et de son support adapté sur le doigt froid.

De plus, le choix de ces dimensions permet de placer 2 filtres supraconducteurs et 2 circuits amplificateurs sur un même substrat, et donc de diminuer les coûts de fabrication, Figure 46 b).

Ces premières études ont montré les difficultés à réaliser un filtre vérifiant à la fois le gabarit fixé et les contraintes d'encombrement. Nous proposons donc de concevoir dans un premier temps un filtre comportant moins de résonateurs (10 pôles) en relâchant légèrement la

contrainte sur la sélectivité. Dans ce cadre, seront étudiées un filtre Tchebychev puis quasi-elliptique à 10 pôles sur un substrat de MgO. L'objectif est de montrer qu'il est possible de réaliser de tel filtre sans réglage.

IV Conception, réalisation et test d'un filtre 10 pôles Tchebychev de bande passante relative 0,5 % sur un substrat de MgO

Pour respecter les contraintes du calendrier, nous avons choisi de reprendre une structure résonante déjà développée sur un substrat de MgO de 500 μm d'épaisseur par THALES Recherche et Technologies.

IV.1 Description du résonateur

La topologie et les dimensions du résonateur pour avoir une fréquence de résonance de 1975 MHz sur substrat de MgO sont présentés à la Figure 47.

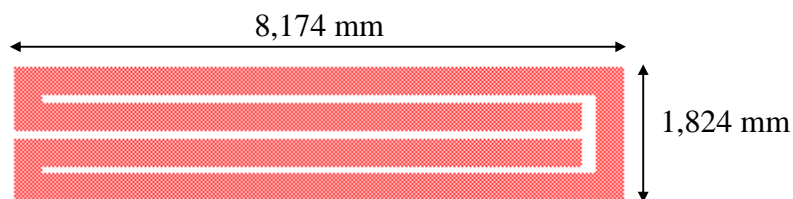


Figure 47 Résonateur en $\lambda/2$ sur MgO

La ligne microruban a une largeur de 384 μm et une longueur de 35,1 mm. Le gap entre les tronçons de lignes repliés est de 96 μm .

Le coefficient de qualité du résonateur, calculé en tenant compte des pertes métalliques et diélectriques, est de l'ordre de 32 895. La mesure du résonateur, sans boîtier et à l'aide de la cellule Wiltron, fournit une valeur proche de 30 000.

IV.2 Synthèse

La synthèse à partir du logiciel FILCAV et du gabarit souhaité a permis d'obtenir la matrice objectif $[M_{ij}]_{obj}$ symétrique de dimension $[10 \times 10]$.

0.000	0,813	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0,813	0.000	0,584	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0,584	0.000	0,544	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0,544	0.000	0,532	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0,532	0.000	0,529	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0,529	0.000	0,532	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0,532	0.000	0,544	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0,544	0.000	0,584	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0,584	0.000	0,813
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0,813	0.000

Tableau 7 Coefficients de la matrice $[M_{ij}]$

Les résistances d'entrée et de sortie sont égales et de valeur : $r_e = r_s = 0,971$

Comme détaillé auparavant, une analyse électromagnétique du dispositif segmenté, à l'aide du logiciel Momentum, permet de construire des abaques traduisant les variations des coefficients de couplage en fonction des dimensions à optimiser. Ces abaques permettent ensuite de déterminer la position des systèmes d'excitation et les distances entre les résonateurs, afin d'obtenir les coefficients de couplage souhaités. A l'issue de cette étape, les côtes mécaniques du filtre sont connues de façon approchée et une analyse électromagnétique globale du filtre peut être effectuée.

IV.3 Etude électromagnétique globale

Le filtre présenté sur la Figure 48 est constitué de 10 résonateurs, l'excitation de l'ensemble est réalisée à partir de lignes en T distantes des résonateurs 1 et 10 de $75 \mu\text{m}$. L'ensemble est simulé dans un boîtier de dimensions $45 \times 11,3 \text{ mm}^2$. Le capot est placé à $2,5 \text{ mm}$ au-dessus du substrat. Les pertes métalliques de l'YBaCuO et les pertes diélectriques du substrat MgO sont prises en compte lors des simulations électromagnétiques (rappel : MgO : $\text{tg } \delta = 5,5 \cdot 10^{-6}$ et YBaCuO : impédance complexe $2 \cdot 10^{-5} + j 0,007$ à 10 GHz et $T = 77\text{K}$).

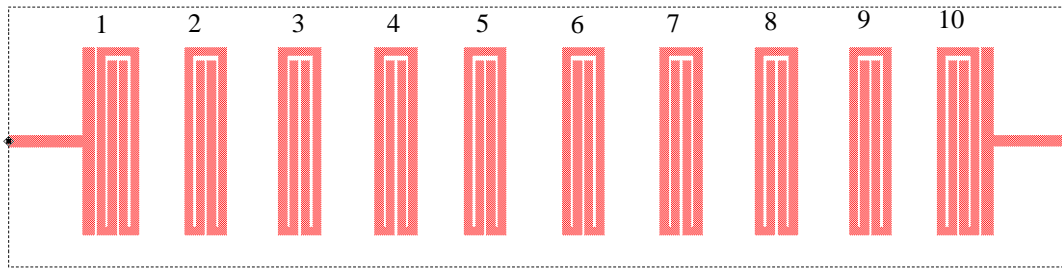


Figure 48 Filtre Tchebychev 10 pôles

Ce filtre respecte bien la contrainte d'espace et s'intègre facilement dans le boîtier. Les gaps de l'ordre de 2 mm entre les résonateurs limitent les couplages parasites entre résonateurs non adjacents, ce qui permet d'obtenir une forte réjection hors bande passante et une réponse S_{21} symétrique.

Les lignes d'excitation en T sont placées sur la demi-largeur du boîtier pour faciliter la fixation des connecteurs.

IV.4 Optimisation du filtre

La procédure d'optimisation a permis de régler rapidement le filtre dans ce cas de figure, car aucun couplage parasite ne vient perturber la réponse électromagnétique. Seul les pertes de conduction sont prises en compte.

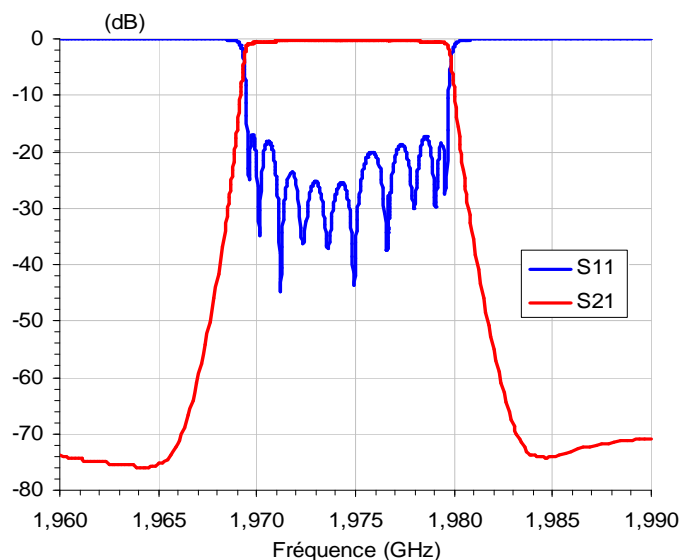


Figure 49 Filtre optimisé Tchebychev 10 pôles après optimisation

Les caractéristiques du filtre sont les suivantes :

La fréquence centrale est à 1974,5 MHz avec une bande passante à -3 dB de 10 MHz. Le coefficient de réflexion S11 dans la bande est de -18 dB et les pertes d'insertion sont estimées à 0,35 dB. Le coefficient de transmission en dehors de la bande passante du filtre est de -70 dB, permettant une forte atténuation des signaux hors bande.

Le réglage de ce filtre a nécessité d'allonger la ligne constituant le premier et le dernier résonateur ($8174 \mu\text{m}$ au lieu de $8189 \mu\text{m}$) pour compenser les effets des systèmes d'excitation.

IV.5 Fabrication et mesures du filtre Tchebychev

Afin de concevoir un démonstrateur pour les stations de base, le filtre a été fabriqué par la société THALES MICROWAVE sur un substrat de 2 pouces de MgO d'épaisseur $500 \mu\text{m}$. Une couche de 500 à 700 nm d'YBaCuO est déposée sur les deux faces du substrat. Un film mince d'or recouvre la face supraconductrice qui constitue le plan de masse. Des plots d'or ont été déposés sur les lignes d'excitation pour assurer un bon contact électrique avec l'âme centrale du connecteur.

Lors de la fabrication, deux soucis majeurs sont apparus qui peuvent influencer la réponse du filtre.

La gravure des circuits a mis en évidence la sensibilité des films d'YBaCuO face à l'attaque ionique. Dans certaines conditions, les bords des lignes des résonateurs peuvent être dégradés et ainsi entraîner des décalages fréquentiels [65].

Un phénomène de sur gravure est également apparu lors de certaines réalisations. Dans ce cas, le substrat creusé entre deux résonateurs entraîne une modification des couplages.

De nombreux circuits ont été réalisés, mais un seul a pu être mesuré car beaucoup ont été détériorés lors de la découpe (propagation de clivages). Le collage est également important pour avoir un bon contact électrique et thermique. Les réponses du filtre 10 pôles, monté dans un boîtier et mesurées par Thalès Recherche & Technologies (TRT) à une température de 77K , sont présentées sur la Figure 50.

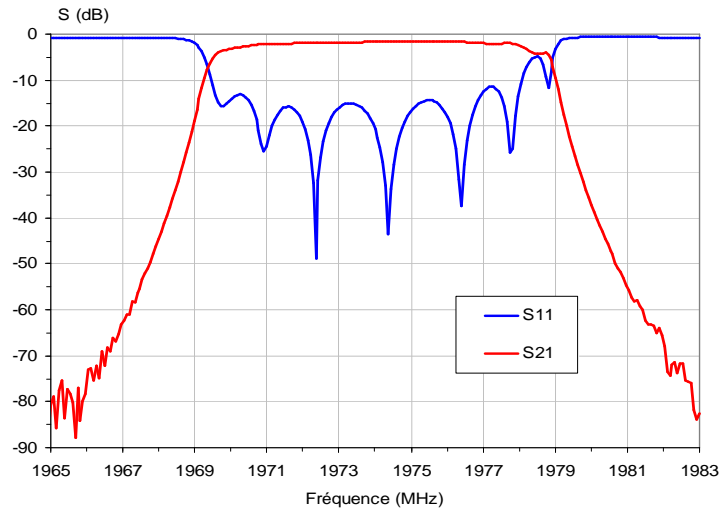


Figure 50 Mesures du filtre 10 pôles dans son boîtier

Le coefficient de réflexion est de -18 dB en théorie, et de -12 dB en mesure, sauf du côté des hautes fréquences où il remonte aux alentours de -5 dB. Il y a très certainement un pôle qui est mal réglé. Cela peut être dû à un problème de gravure ou étant donné la longueur du filtre à un défaut du substrat (permittivité, épaisseur).

La fréquence centrale mesurée est légèrement décalée 1974 MHz pour $1974,5$ MHz modélisé. Cette fréquence passe à 1975 MHz à une température de 60 K. Il est possible d'affirmer que les variations de la fréquence centrale devrait être minimales pour une température très stable de $77 \text{ K} \pm 1 \text{ K}$ dans l'enceinte cryogénique. La bande passante à -3 dB mesurée ($9,6$ MHz) est légèrement inférieure à la bande passante modélisée (10 MHz). Enfin les pertes d'insertions sont estimées à -1 dB.

La Figure 51 montre deux boîtiers intégrant un filtre et un amplificateur supraconducteurs. Seul le boîtier du haut est un filtre développé à l'IRCOM.

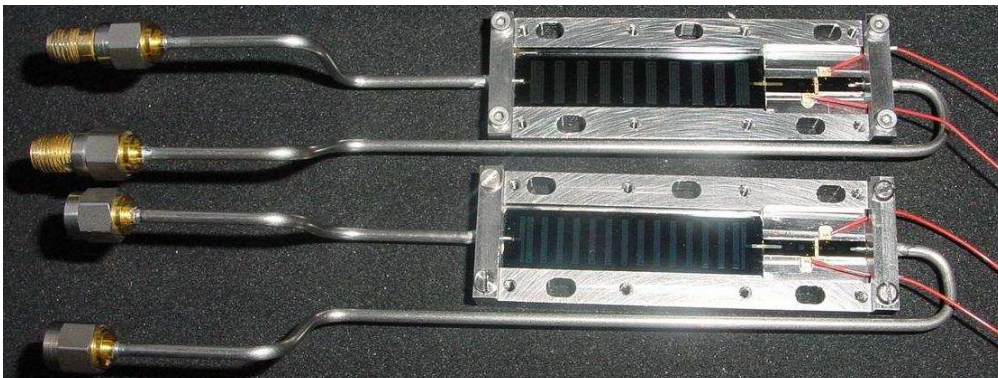


Figure 51 Modules cryogénique comprenant un filtre et un LNA

Les mesures du module cryogénique faites par THALES Recherche & Technologies à la température de 77 K sont reportées sur la Figure 52.

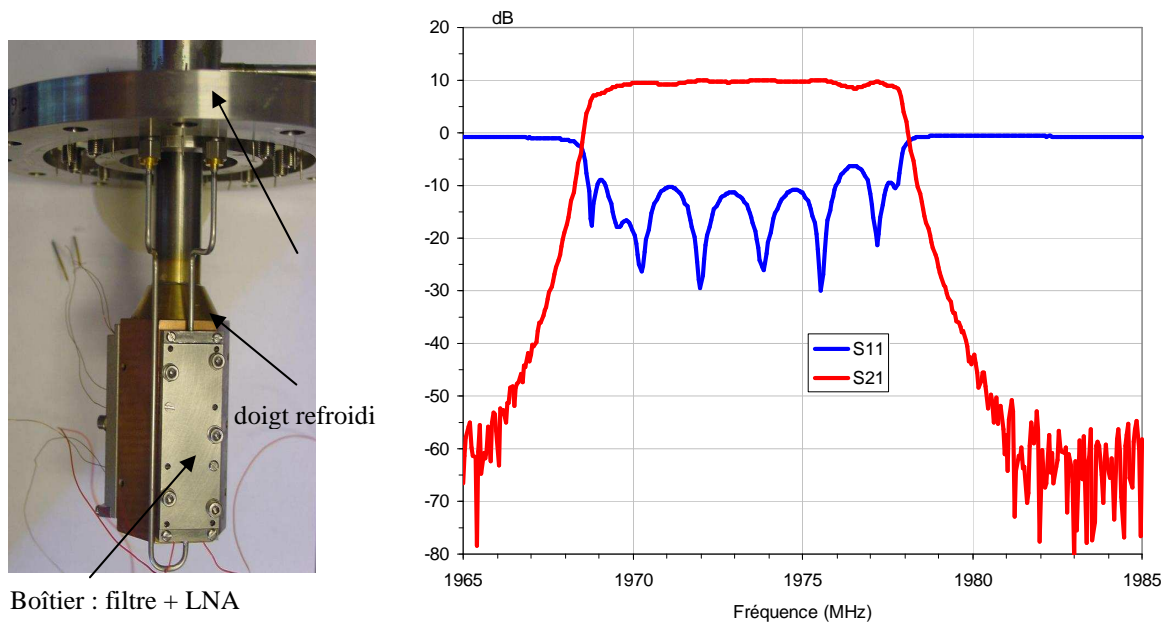


Figure 52 Mesures et photo du filtre associé à l'amplificateur faible bruit

Les mesures obtenues sont conformes aux résultats des mesures filtre et LNA séparés. Le coefficient de réflexion dans la bande passante est insuffisant, il se situe autour de -10 dB avec une remontée à $-6,5$ dB. La réjection hors bande est de -60 dB, ce qui convient parfaitement pour atténuer les signaux des canaux adjacents. Le facteur de bruit de l'ensemble mesuré est de $0,65$ dB donc bien inférieur à la limite de 1 dB imposé par le cahier des charges.

IV.6 Sélectivité

Nous avons précisé au début de l'étude du filtre, qu'il était nécessaire de diminuer le nombre de résonateur pour répondre aux contraintes d'espace, quitte à relâcher les contraintes sur la sélectivité du filtre. Sur la Figure 53, la réponse théorique est comparée avec le gabarit du filtre souhaité.

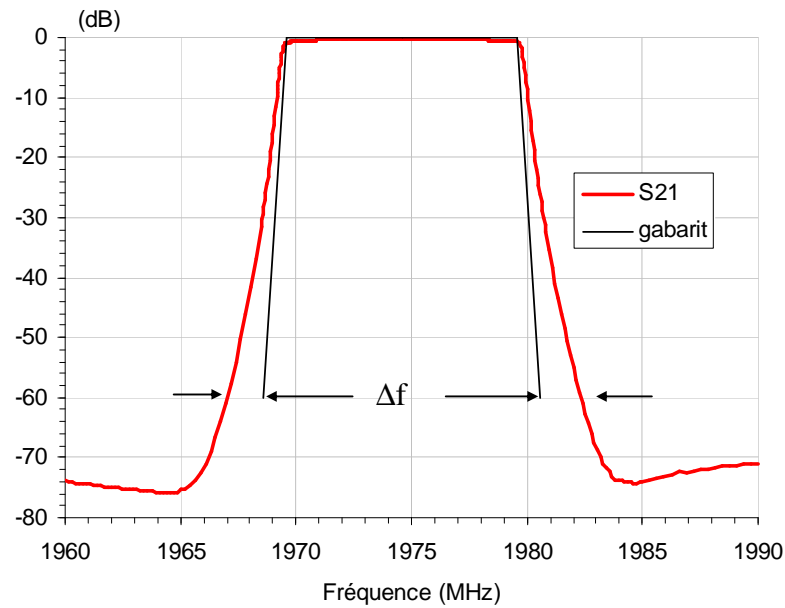


Figure 53 Comparaison de la sélectivité du filtre Tchebychev à 10 pôles et du gabarit

La sélectivité que nous obtenons n'est pas suffisante, les flancs de la réponse S21 ne sont pas assez raides. Pour une atténuation du signal de -60 dB la différence de sélectivité exprimée par Δf est de 1,6 MHz de part et d'autre de la bande passante.

Pour parvenir à une sélectivité plus grande, nous envisageons de conserver la même topologie de résonateur et de réaliser un filtre 10 pôles quasi-elliptique en introduisant des lignes pour réaliser les rétro-couplages.

V Conception d'un filtre 10 pôles quasi-elliptique de bande passante relative 0,5 % sur un substrat de MgO

V.1 Synthèse

La synthèse, à partir du logiciel FILCAV et du gabarit souhaité, a permis d'obtenir la matrice objectif $[M_{ij}]_{obj}$, non symétrique et de dimension $[10 \times 10]$. Le gabarit défini ici se différencie du précédent uniquement par la présence de deux zéros de transmission (M_{63} , M_{36}) qui se traduit par un couplage entre résonateurs non adjacents.

0.000	0,809	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0,809	0.000	0,580	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0,580	0.000	0,510	0.000	-0,179	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0,510	0.000	0,699	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0,699	0.000	0,490	0.000	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	-0,179	0.000	0,490	0.000	0,527	0.000	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0,527	0.000	0,540	0.000	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0,540	0.000	0,580	0.000
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0,580	0.000	0,809
0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0,809	0.000

Tableau 8 Coefficients de la matrice $[M_{ij}]$

Les résistances d'entrée et de sortie sont égales et de valeur : $r_e = r_s = 0,966$. Les abaques déterminés dans le cas du filtre Tchebychev sont utilisés également dans ce cas.

V.2 Le rétro-couplage

Le rétro-couplage assuré par le couplage négatif entre les résonateurs 3 et 6 nous permet d'avoir deux zéros de transmission comme l'indique la Figure 54.

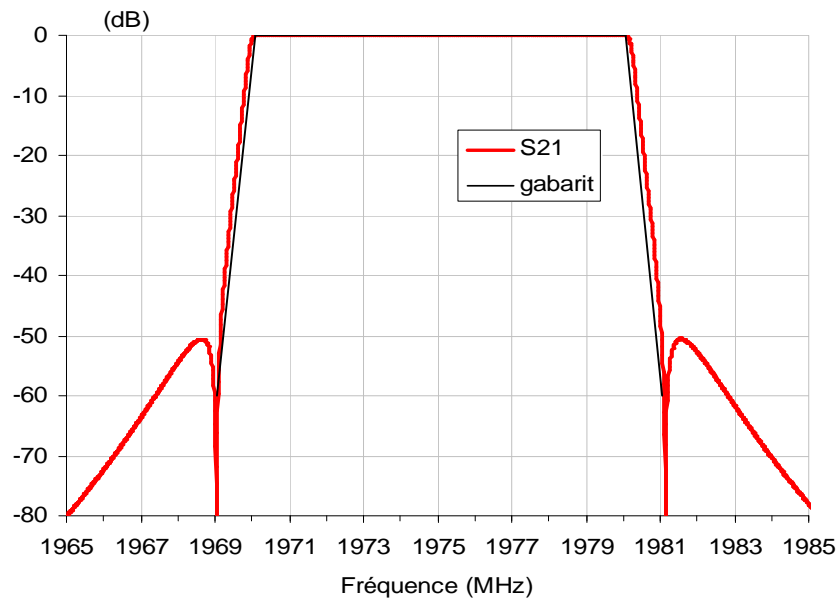


Figure 54 Comparaison du filtre quasi-elliptique et du gabarit

La sélectivité du filtre a été sensiblement améliorée par rapport au filtre 10 pôles Tchebychev, les flancs de la bande passante sont plus raides. La réponse du filtre suit à peu près la pente imposée par le gabarit jusqu'à -50 dB, au-delà, la présence des zéros crée une remontée du coefficient de transmission.

Pour créer le rétro-couplage nécessaire sans modifier l'agencement des résonateurs, nous devons utiliser une ligne microruban. La longueur de la ligne de rétro-couplage est donné par l'Équation 7 démontrée dans la thèse de F. Rouchaud [55].

$$\text{Équation 7} \quad l = (2k+1) \frac{\lambda_g}{4}$$

ou k est un entier et l'inductance mutuelle m_{36} sera donnée par Équation 8.

$$\text{Équation 8} \quad m_{36} = \frac{Z_0}{\omega} (-1)^{k+1}$$

Z_0 impédance caractéristique du tronçon de ligne de longueur l

Pour une valeur de $k = 0$, nous obtenons une valeur de mutuelle inductance m_{36} négative et une longueur de la ligne de rétro-couplage équivalente à $\lambda/4$.

La ligne de rétro-couplage a une longueur approximative de 13,8 mm et une largeur de 359 μm . Le couplage du résonateur avec la ligne se fait par proximité, le gap les séparant est de l'ordre de 20 μm .

La Figure 55 présente la structure finale du filtre inséré dans son boîtier.

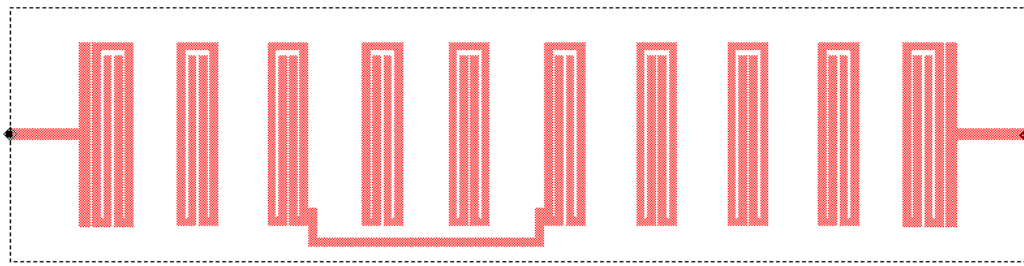


Figure 55 Filtre 10 pôles quasi-elliptique

Cette ligne de rétro-couplage doit être assez éloignée des résonateurs 4 et 5 pour ne pas provoquer de couplages parasites, et même temps, suffisamment éloignée de la paroi du boîtier afin d'éviter tout risque de court-circuit.

V.3 Analyse électromagnétique globale

Une première simulation électromagnétique globale a mis en évidence l'effet de la ligne de rétro-couplage sur la fréquence de résonance des résonateurs 3 et 6. Pour compenser cet effet, la longueur des résonateurs a été diminuée passant de $8172 \mu\text{m}$ à $8139 \mu\text{m}$.

La Figure 56 représente les réponses optimisées et idéales du filtre à partir du modèle électrique en éléments localisés.

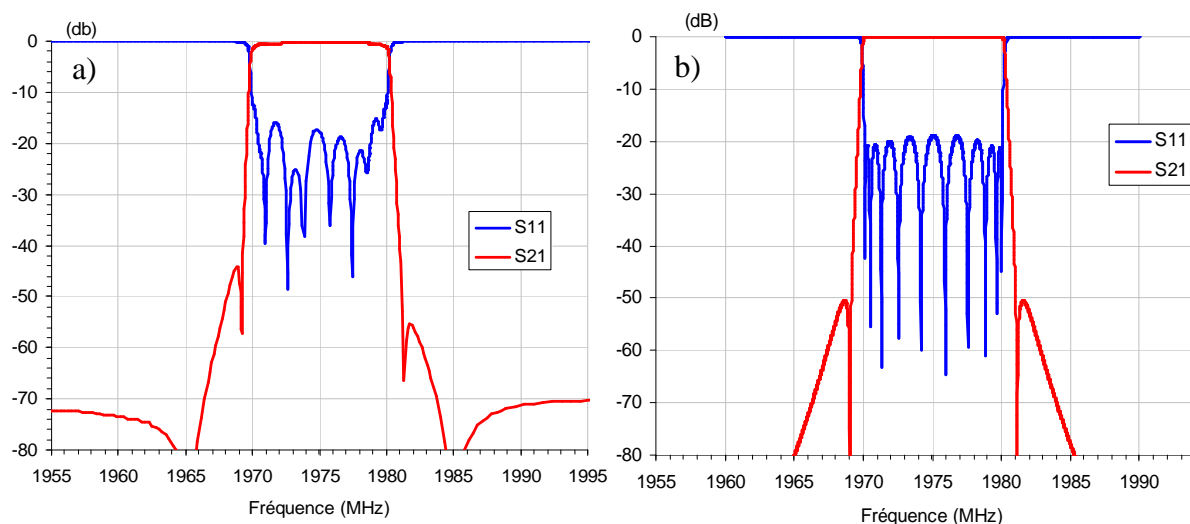


Figure 56 a) Réponses électromagnétiques optimisées

b) Réponses théoriques du filtre quasi-elliptique

Le filtre a une bande passante de 10 MHz et une fréquence centrale de 1975 MHz. Le coefficient de réflexion dans la bande est de -16 dB, excepté sur les bords de bande où des pôles sont presque invisibles et présents à -13 dB. Le réglage sur les bords de bande est très délicat et peut difficilement être amélioré malgré de multiples itérations de la procédure d'optimisation.

Nous avons une dissymétrie entre les deux zéros de transmission qui peut provenir de couplages parasites. Un autre effet, non prévu à partir des éléments localisés est l'apparition à 1965 MHz et 1985 MHz d'un second couple de zéros de transmission. La réjection hors bande est de -70 dB.

V.4 Mesures du filtre quasi-elliptique

Le filtre quasi-elliptique 10 pôles, fabriqué par la société THEVA, est monté dans un boîtier en laiton. Des plots d'or sur les lignes d'excitation et un film d'or sur le plan de masse sont déposés pour garantir un bon contact électrique. Le filtre monté dans son boîtier est présenté à la Figure 57.

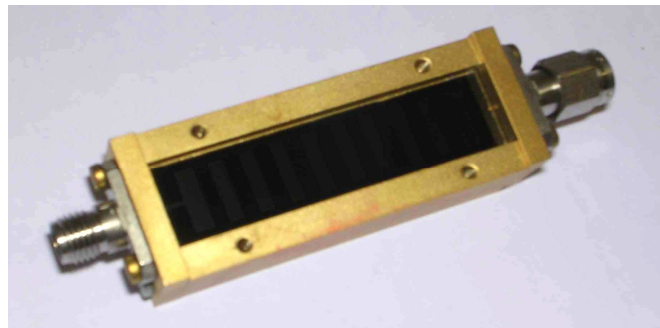


Figure 57 Filtre monté dans son boîtier

Le filtre est plongé dans un bain d'azote liquide pour être mesuré à une température proche de 77K. Les mesures du filtre, sans réglages, sont présentées à la Figure 58.

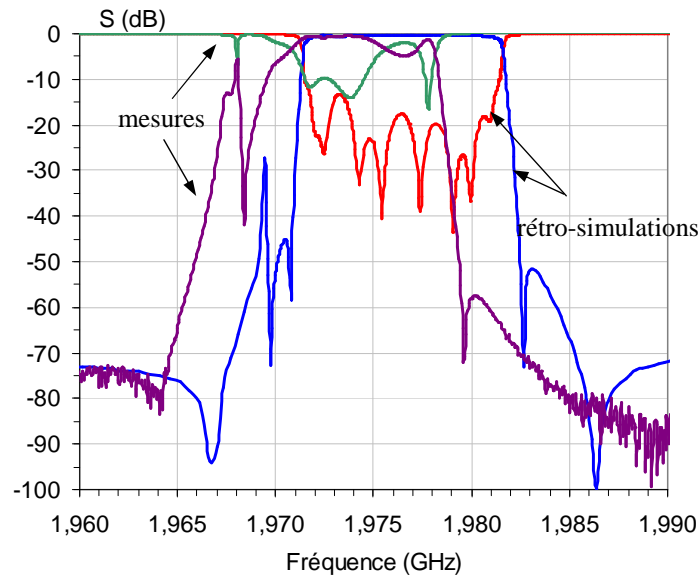


Figure 58 Mesures et rétro-simulations du filtre quasi-elliptique 10 pôles

La réponse en transmission S_{21} indique que deux résonances sont en dehors de la bande passante. Le filtre ne répond donc pas au gabarit que nous nous sommes fixé. Des mesures sur le filtre ont mis en évidence un non-respect des dimensions des gaps entre les résonateurs de l'ordre de $\pm 5 \mu\text{m}$.

A partir de ces nouvelles dimensions nous avons effectué une analyse électromagnétique avec le logiciel Momentum. Les résultats de la simulation sont présentés sur la Figure 58. Nous retrouvons, par la simulation, la présence de résonances à l'extérieur de la bande passante. Ceci met en évidence la grande sensibilité de la réponse électromagnétique au dimensionnement du filtre.

V.5 Perspectives

Ces deux modes de transmission proviennent d'un rétro-couplage entre les résonateurs 1 et 10 comme le montre les réponses fréquentielles de la Figure 59, obtenues à l'aide du schéma électrique en éléments localisés.

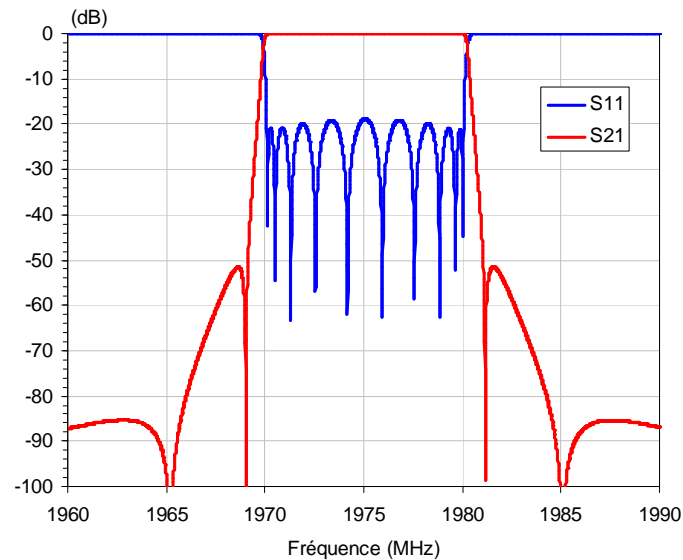


Figure 59 Réponses théoriques avec 4 zéros de transmission

Le coefficient de couplage $k_{1\ 10}$ nécessaire entre les deux éléments résonants est égale à $0,217 \cdot 10^{-3}$ ce qui est très faible comparé aux couplages que nous avons réalisés.

VI Conclusion

Des filtres de présélection planaires en technologie supraconductrice ont été développés pour la téléphonie mobile (UMTS), à des fréquences proches de 1,975 GHz.

Pour répondre aux spécifications électriques de la norme UMTS, nous avons conçu des filtres présentant d'une part, une bande passante étroite (0,5%), une forte sélectivité et une forte réjection hors bande (< 60 dB) et d'autre part, un poids et un encombrement faible fixés par le système cryogénique et l'intégration en haut de mât.

Notre objectif était de réaliser ces filtres sans réglage post fabrication. Pour cela, nous avons utilisé une méthode d'optimisation électromagnétique nous permettant d'obtenir en simulation, une réponse du filtre correspondant parfaitement aux critères électriques que nous nous étions fixés. Dans ce cas, le choix du substrat (épaisseur) et de la gravure sont des critères très importants.

Un filtre 10 pôles Tchebychev a été conçu à l'IRCOM et réalisé par THALES Recherche & Technologies, sur un substrat de MgO d'épaisseur 500 μm , avec un dépôt d'YBaCuO sur les deux faces. Pour respecter la contrainte d'encombrement, nous avons choisi de limiter le nombre de résonateurs utilisés à 10, ce choix s'est fait au détriment de la sélectivité requise pour le filtre. Après optimisation, celui-ci présente un coefficient de réflexion S11 de -18 dB et une réjection hors bande supérieure à 60 dB. Les mesures du filtre indiquent un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB. Sur l'un des bords de bande, le coefficient de réflexion est de -5 dB, ce qui indique que l'un des résonateurs à une fréquence de résonance légèrement trop élevée. Les pertes d'insertion sont estimées à -1 dB et la réjection que nous avons obtenu est de 80 dB.

Comme le filtre à une longueur très importante (45 mm), le problème rencontré sur le bord de bande peut provenir d'un défaut du substrat, d'une modification ponctuelle de la permittivité ou de la hauteur. Des défauts de gravure peuvent être également à l'origine du pôle mal réglé, par contre les précisions sur les dimensions du filtre sont de l'ordre du micromètre.

Ces premiers résultats expérimentaux sont encourageants pour la réalisation de filtres avec un nombre de résonateurs important sans vis de réglage.

Pour augmenter la sélectivité du filtre, tout en conservant les mêmes dimensions, nous avons ajouté un rétro couplage entre deux résonateurs non adjacents à l'aide d'une ligne microruban. Le filtre quasi elliptique ainsi obtenu a été fabriqué par la société THEVA. Ce filtre a les caractéristiques suivantes après optimisation, un coefficient de réflexion de -15 dB, une plus forte sélectivité qu'avec le filtre Tchebychev et une réjection de 70 dB. Les mesures sont actuellement en cours.

Références bibliographiques

- [41] **J. Mazierska, M. V. Jacob** “High temperature superconducting filters for mobile communication” Proceeding of the International Symposium on Recent Advances in Microwave Technology, ISRAMT’99, Malaga, December 13-17, 1999
- [42] www.conductus.com/products.html
- [43] <http://www.suptech.com/solutions.html>
- [44] www.iscointl.com
- [45] **H. R. Yi, S. K. Remillard, A. Abdelmonem** “A superconducting thin film filter of very high wide band rejection” 2003 IEEE MTT-S
- [46] **K. Dustakar, S. Berkowitz** “An ultra narrow band HTS bandpass filter” 2003 IEEE MTT-S Digest
- [47] **G. Tsuzuki, S. Ye, S. Berkowitz** “An ultra selective 22 pole, 10 transmission zero superconducting bandpass filter surpasses 50 pole Chebyshev rejection” 2002 IEEE MTT-S
- [48] **M. Reppel, J. C. Mage** “Superconducting microstrip bandpass filter on LaAlO₃ with high out of band rejection” IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol 10, no 5, May 2000, pp. 180-182
- [49] **G. Tsuzuki, M. Suzuki, N. Sakakibara** “Superconducting filter for IMT 2000 band” Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol 48, no 12, December 2000, pp. 2519-2525
- [50] **B. K. Jeon, J. H. Kim, C. J. Lee, B. C. Min, Y. H. Choi, S. K. Kim, B. Oh** “A novel HTS microstrip quasi-elliptic function bandpass filter using pseudo lumped element resonator” IEEE International Microwave Symposium Digest, vol 2, 2000, pp. 1197-1200
- [51] **K. F. Raihan, R. Alvarez, J. Costa, G. L Hey-Shipton** “Highly selective HTS band pass filter with multiple resonator cross-couplings” IEEE International Microwave Symposium Digest, vol 2, 2000, pp. 661-664
- [52] **J. -S. Hong, M. J. Lancaster, D. Jedamzik, R. B Greed, J. C. Mage** “On the performance of HTS microstrip quasi-elliptic function filters for mobile

- communications application” Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol 48, no 7, July 2000, pp. 1240-1246
- [53] **D. Zhang, G. -C. Liang, C. F. Shih, R. S. Withers** “Narrowband lumped-element microstrip filters using capacitively-loaded inductors” IEEE MTT-S Digest, 1995, pp. 379-382
- [54] **R. R. Mansour, S. Ye, V. Dokas, B. Jolley, G. Thomson, W. -C. Tang, C. M. Kudsia** “Design considerations of superconductive input multiplexers for satellite applications” IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol 44, no 7, July 1996, pp. 1213-1228
- [55] **F. Rouchaud** "Analyse, conception et réalisation de filtres planaires supraconducteurs" Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre -1997, mars 1999
- [56] **K. Lascaux** " Analyse, conception et réalisation de dispositifs microondes planaires supraconducteurs en bande Ka : applications aux systèmes de communication par satellites " Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre -2002, juillet 2002
- [57] **N. J. Parker, S. W. Goodyear, D. J. P. Ellis, R. G. Humphreys** “Tuning superconducting microwave filters by laser trimming” IEEE MTT-S, 2002
- [58] **V. Pommier** “Etude de filtres microondes à modes de galerie des résonateurs diélectriques” Thèse de doctorat de l’Université de Limoges, 5 juin 2001, n° d’ordre 59-2000
- [59] **J. Zhou, M. J. Lancaster, F. Huang** “Superconducting microstrip filters using compact resonators with double spiral inductors and interdigital capacitors” 2003 IEEE MTT-S Digest
- [60] **G. L. Matthei** “Narrow band, band pass filters with zig zag, hairpin comb resonators” 2002 IEEE MTT-S
- [61] **P. Valade** "Développement et mise en œuvre d'outils de CAO pour la conception de dispositifs microondes et optiques" Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, juin 2000
- [62] **K. Lascaux** “Analyse, conception et réalisation de dispositifs microondes planaires supraconducteurs en bande Ka : applications aux systèmes de communication par satellites” Thèse de doctorat de l’Université de Limoges, 12 juillet 2002, n° d’ordre –2002

-
- [63] **J. -S. Hong, M. J. Lancaster** “Couplings of microstrip square open loop resonators for cross coupled planar microwave filter” IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol 44, no 11, December 1996, pp. 2099-2109
- [64] **S. Bila** “Développement de méthodes d’optimisation électromagnétique automatiques. Application aux dispositifs microondes” Thèse de doctorat de l’Université de Limoges, mai 1999, n° d’ordre 17-1999
- [65] **W. G. Lyons, R. S. Withers, J. M. Harem, A. C. Anderson, P. M. Mankiewitch, M. L. O’Malley, R. E. Howard, R. R. Bonetti, A. E. Williams, , N. Newman** “High temperature superconductive passive microwave devices” IEEE International Microwave Symposium Digest, vol 91, n° 3, 1991, pp. 1227-1230
- [66] **J. Battut** “FILCAV – Manuel utilisateur” Document CNES, octobre 1998

Chapitre III

Modélisation et conception de filtres intégrables en technologie céramique coccuite à basse température (LTCC)

I Introduction : description du projet et de l'étude

L'accès radio terrestre est considéré généralement comme une des solutions les plus sûres et les plus compétitives, notamment dans les zones géographiques encore insuffisamment équipées. Des études montrent que le marché du LMDS (Local Multipoint Distribution System) est en croissance rapide, grâce aux demandes venant des communications multimédias haut débit.

L'accès radio sans fil se développe principalement dans les bandes millimétriques, car les bandes passantes disponibles sont plus importantes, et seront moins sollicitées par les besoins du sans fil mobile (UMTS).

L'objectif du projet RNRT EMILIE est d'étudier un ensemble complet de fonctions millimétriques (amplification, mélange, filtrage), sous la forme de composants élémentaires, nécessaires à la réalisation de têtes d'émission et de réception millimétriques pour l'accès Internet sans fil, et d'en démontrer l'application sur une tête d'émission LMDS. Ces nouveaux composants actifs et passifs, utilisant plusieurs filières technologiques complémentaires, pourront être insérés dans l'équipement par des procédés simples, et banaliseront ainsi la façon de concevoir les futurs ensembles millimétriques. Ils lèveront donc un verrou important vers la réduction rapide des coûts, maintenant indispensable, pour permettre un réel développement de l'accès large bande sans fil.

Tous les produits hautes fréquences de type « point multipoints » disponibles sur le marché utilisent actuellement une technologie de montage en surface des composants jusqu'en bande X (8-12,4 GHz), puis au-delà de 20 GHz un montage traditionnel de puces MMICs sur substrat (brasure / collage et câblage filaire). On estime généralement que le montage dans le domaine millimétrique est quatre fois plus coûteux que le montage en surface de composants standards.

De façon générale, il est possible d'identifier les problèmes techniques qui rendent encore coûteuse la réalisation des têtes millimétriques :

- _ le câblage des MMICs avec des machines de haute précision et dédiées
- _ le report à haute précision de diodes individuelles
- _ le besoin de filtres à hautes performances nécessitant des gravures fines
- _ les fonctions nécessitant des résistances intégrées (non disponible sur circuits intégrés)

Actuellement, plusieurs solutions sont à l'étude pour réduire les coûts de production :

- _ l'utilisation de boîtiers pour MMICs, de type céramique ou de type organique
- _ le report flip-chip de MMICs
- _ la réalisation de boîtiers en plastique métallisés
- _ l'insertion de circuits silicium micro-usiné

Il semble envisageable de pouvoir réduire les coûts d'un facteur 2 à 5, des fonctions les plus critiques (assemblage des composants, problèmes de filtrages, ...) dans un délai d'environ trois ans.

Dans ce contexte, le projet EMILIE coordonné par Thalès-CSF Communications et regroupant différents partenaires industriels (Sorep-Erulec, Edgetek, Lithos, Thalès Microélectronique) et universitaire (IRCOM) devrait permettre de répondre à cette diminution de coût en utilisant plusieurs technologies complémentaires : circuits imprimés et céramique coccuite à basse température.

Dans ce cadre, l'un des objectifs de l'IRCOM est l'étude de diverses structures millimétriques, basées sur la technologie céramique coccuite à basse température (LTCC). Et plus particulièrement, des filtres et des transitions permettant leur report sur la carte d'émission / réception pour la technologie LMDS.

Pour cette étude, quatre points clés peuvent être dégagés :

Le type de report : La structure à concevoir doit être intégrable sur la carte d'émission réception de façon simple et peu coûteuse. Pour notre étude, quelle que soit la technique de report, le substrat d'accueil et la structure millimétrique seront scellés par une soudure.

La transition : Le choix du type report nous amènera à développer une transition spécifique. Dans chaque cas de figure, la transition de la carte d'émission réception vers le module LTCC sera optimisée afin d'obtenir un coefficient de réflexion le plus faible possible sur une large bande passante, de 1GHz à 40 GHz.

Le filtre : Une fois la transition optimisée, nous intégrerons dans la structure millimétrique LTCC des filtres planaires, différents selon la technique de report employée. L'architecture du module LTCC nous amènera à utiliser soit la technologie microruban soit la technologie triplaque. Chaque filtre devra respecter le gabarit fixé, défini par une fréquence centrale de 26,25 GHz et une bande passante comprise entre 500 MHz et 600 MHz tout en s'accommodant des contraintes imposées par la technologie LTCC.

Le packaging : Il faudra apporter une solution simple pour que le filtre, en technologie LTCC et intégré sur la carte d'émission réception, soit entièrement blindé et que les modes de résonance parasites de la structure globale soient éliminés ou déplacés plus haut en fréquence.

Dans le chapitre qui suit, nous allons développer et étudier trois types de transition pour le report de filtre planaire. La première étude sera consacrée à l'optimisation d'une transition avec un report flip chip (la face du circuit reporté est en vis à vis du substrat d'accueil). Ensuite nous étudierons la possibilité d'un report en surface (la face du circuit reporté n'est plus en vis à vis du substrat d'accueil) avec dans le premier cas, une configuration permettant d'utiliser la technologie microruban, et dans le second cas la technologie triplaque. Mais avant tout cela, nous allons commencer par décrire l'outil d'analyse électromagnétique employé pour notre étude.

II Description de la méthode d'analyse des structures tridimensionnelles

II.1 Le logiciel d'analyse électromagnétique EMXD

L'étude des dispositifs est réalisée avec un logiciel d'analyse électromagnétique 3D dans le domaine fréquentiel, développé à l'IRCOM par M. Aubourg. Ce logiciel "EMXD", basé sur la Méthode des Eléments Finis (MEF), offre la possibilité de caractériser des structures planaires et volumiques, de géométrie quelconque, constituées de divers milieux, avec ou sans pertes, isotropes ou anisotropes, et caractérisés par une permittivité ϵ et une perméabilité μ .

L'approximation par les éléments finis consiste à diviser le domaine d'étude en sous domaines simples et d'approximer les composantes du champ électromagnétique en décrivant le système physique dans chacun des sous domaines. Chacune des fonctions approximées doit répondre aux conditions de continuité à l'interface des sous domaines définis. Cette décomposition du domaine d'étude impose que le système étudié soit borné avec des conditions aux limites du type mur électrique (CCE) ou mur magnétique (CCM) ou avec des couches absorbantes.

Afin de réduire le temps d'analyse des structures, il est préférable de prendre en compte les symétries géométriques qui entraînent une symétrie des champs électromagnétiques. Les plans de symétrie sont alors affectés de conditions de mur électrique ou de mur magnétique suivant l'orientation du champ au niveau de la symétrie. La recombinaison des solutions permet de calculer le champ électromagnétique dans la structure globale.

II.1.1 Le système d'excitation

L'utilisation d'accès distribués, sous le logiciel EMXD, permet d'étudier la structure globale en oscillations forcées. Les accès distribués sont des surfaces planes et perpendiculaires à l'axe du système d'excitation où sont présents des courants d'excitation. Le champ électromagnétique dans l'accès peut alors être décomposé sous forme d'une

combinaison linéaire de modes propres. Tous les modes propagatifs et quelques modes évanescents doivent être pris en compte pour la précision du calcul.

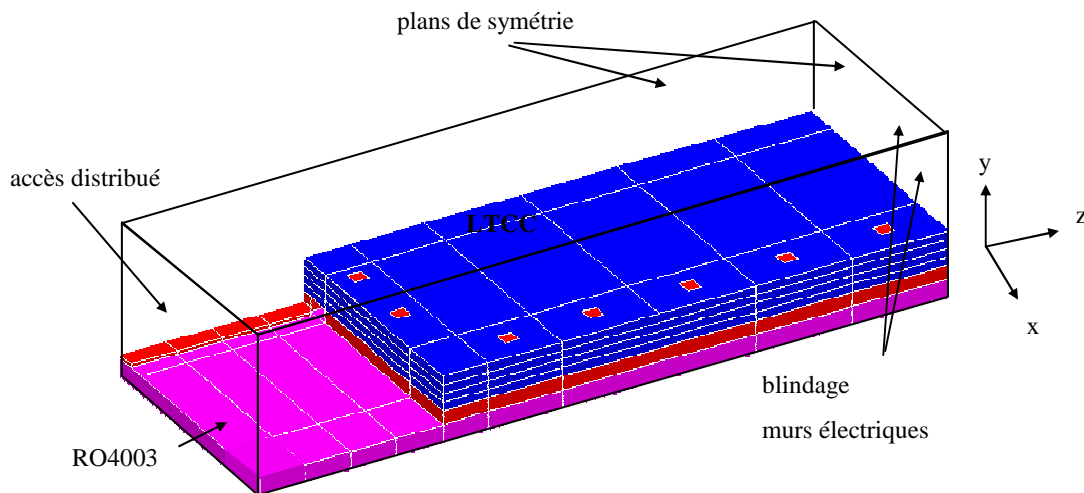


Figure 60 Conditions aux limites de la structure simulée avec le logiciel EMXD représentant une transition entre deux lignes microrubans

Pour l'exemple de la Figure 60, l'accès distribué est dans le plan perpendiculaire à la ligne microruban gravée sur le substrat de RO4003. Le domaine d'étude est borné, les conditions imposées aux limites sont des parois de type mur électrique (CCE).

Il est aussi possible d'utiliser des accès localisés. L'excitation est alors réalisée par une structure filaire (1D) placée au niveau de la ligne microruban. Elle permet de créer une interface entre une relation tension-courant et les champs électromagnétiques présents autour du segment. Dans ce cas, l'accès localisé peut être interne au domaine distribué volumique et permettre la connexion de circuits. Les éléments à raccorder ne sont alors plus décrits par leurs topologies physiques mais par des relations de type tension-courant à leurs bornes.

Dans les calculs présentés dans ce chapitre, nous avons uniquement utilisé les accès distribués.

Pour limiter davantage les temps de calcul, une méthode de paramétrisation en fréquence est employée.

II.2 Paramétrisation en fréquence

Dans ce but, une collaboration entre l'IRCOM, la société CADOE et le CNES a permis de coupler la Méthode des Éléments Finis (EMXD) à une méthode de paramétrisation en fréquence.

Dans le cas de l'analyse classique d'une bande de fréquence, le logiciel EMXD effectue le calcul de points à intervalles réguliers dans la bande d'étude définie par l'utilisateur. Le nombre de points de calcul doit donc être suffisant pour que la réponse électromagnétique du système étudié soit significative. Le temps de calcul peut donc rapidement devenir conséquent.

En utilisant une méthode de paramétrisation en fréquence, une approximation du champ électromagnétique en fonction de la fréquence est calculée autour d'une fréquence donnée. L'approximation peut alors être utilisée pour évaluer très rapidement le champ dans un intervalle fréquentiel limité. Ceci implique un gain en temps de calcul considérable.

III Module LTCC permettant un report en flip-chip

Le premier module étudié utilise la technique d'assemblage flip-chip où la face active du circuit se retrouve face au substrat d'accueil. Cet assemblage présente l'avantage de limiter la longueur des connections dans le sens de la propagation, donc de la transition, ce qui est essentiel pour avoir de bonnes performances à des fréquences élevées [67].

Nous allons commencer par décrire la géométrie de la structure 3D qui a été conçue et maillée à l'aide du logiciel FLUX3D. Les différents éléments de la structure seront étudiés un à un dans le but de maximiser la bande de fonctionnement de la transition.

III.1 Description du module

Nous avons vu précédemment que la prise en compte des plans de symétrie permet de réduire la taille de la structure à étudier, donc le temps de calcul nécessaire à l'analyse électromagnétique globale. Dans notre cas de figure, deux plans de symétrie existent, c'est pourquoi seulement $\frac{1}{4}$ de la structure est construite. Les schémas de la Figure 61 à la Figure 64 décomposent la structure globale en éléments simples de façon à mieux l'appréhender.

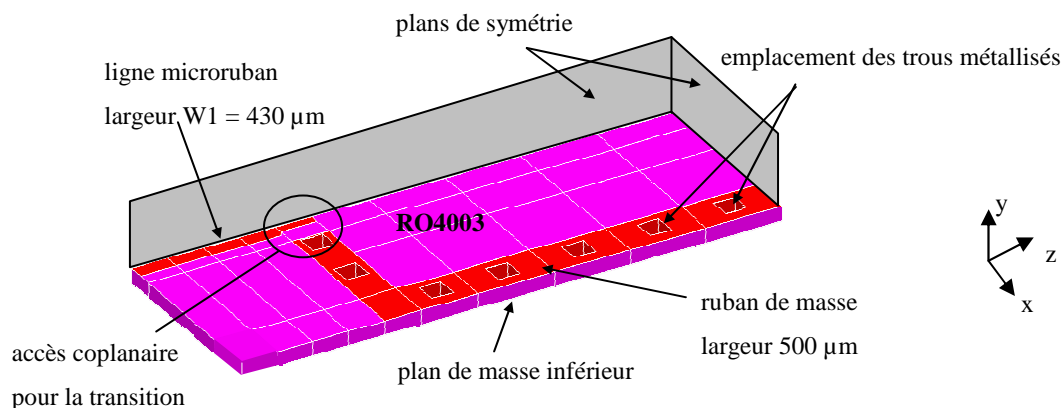


Figure 61 Substrat de RO4003

La carte d'émission réception est réalisée sur un substrat de RO4003 de la société ROGERS. Ce substrat a une épaisseur de $203 \mu\text{m}$. Ses caractéristiques électriques sont une permittivité $\epsilon_r = 3,38$ et une tangente de pertes $\text{tg } \delta = 2,7 * 10^{-3}$ à une fréquence de 10 GHz. Une ligne microruban d'impédance caractéristique 50Ω , de largeur $W1 = 430 \mu\text{m}$, et un ruban de masse de largeur de $500 \mu\text{m}$ sont déposés sur le substrat. Au bout de la ligne

microruban un accès coplanaire est prévu afin de réaliser la transition (Figure 61). Les dépôts métalliques sur le RO4003 ont une épaisseur de 40 μm . Des trous métallisés d'un diamètre de 300 μm sont insérés et espacés de 800 μm , de centre à centre, dans la couche de RO4003 pour ramener la masse sur le plan supérieur. Sur la Figure 61, les trous métallisés sont carrés pour limiter la taille du maillage et le temps de calcul.

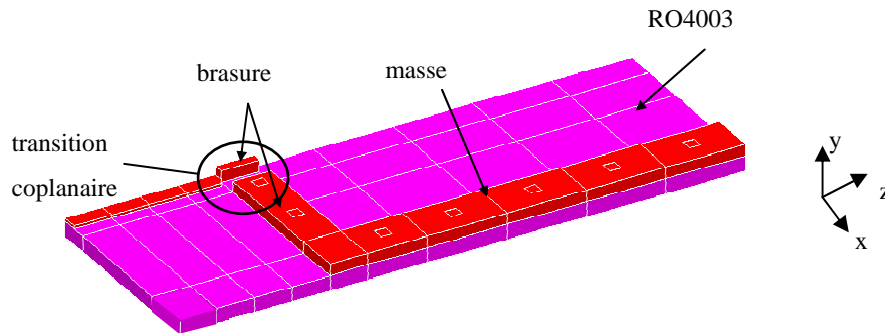


Figure 62 Brasure sur les dépôts métalliques

La Figure 62, permet de visualiser la brasure de 100 μm d'épaisseur appliquée au niveau de l'accès coplanaire sur la ligne centrale et sur le ruban de masse pour pouvoir fixer le module LTCC décrit Figure 63.

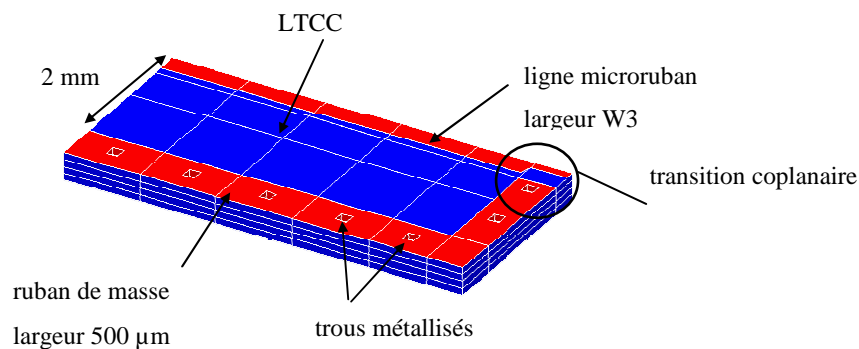


Figure 63 Module LTCC avec 4 couches

Le LTCC employé est le A6S de la société FERRO. Sur la Figure 63, les 4 couches de LTCC ont chacune une épaisseur après cuisson de 93 μm et forment un substrat multicouche de 372 μm d'épaisseur. L'utilisation de 4 couches permet à la fois de garantir la solidité et la rigidité de l'ensemble, et d'obtenir des largeurs de lignes supérieures à celles imposées par la limite technologique (100 μm). Les caractéristiques électriques du A6S sont une permittivité $\epsilon_r = 5,9$ et une tangente de pertes $\text{tg } \delta = 1,2 * 10^{-3}$ à une fréquence de 10 GHz. Les épaisseurs de la ligne microruban et du ruban de masse sur le LTCC sont de 10 μm . La largeur de la ligne microruban est notée W3. Des trous métallisés, d'un diamètre de 150 μm , sont placés régulièrement en bordure du substrat pour assurer une continuité entre le plan de masse

inférieur et le ruban de masse, et ainsi blinder le module LTCC. L'assemblage du module LTCC et du substrat RO4003 est représenté sur la Figure 64.

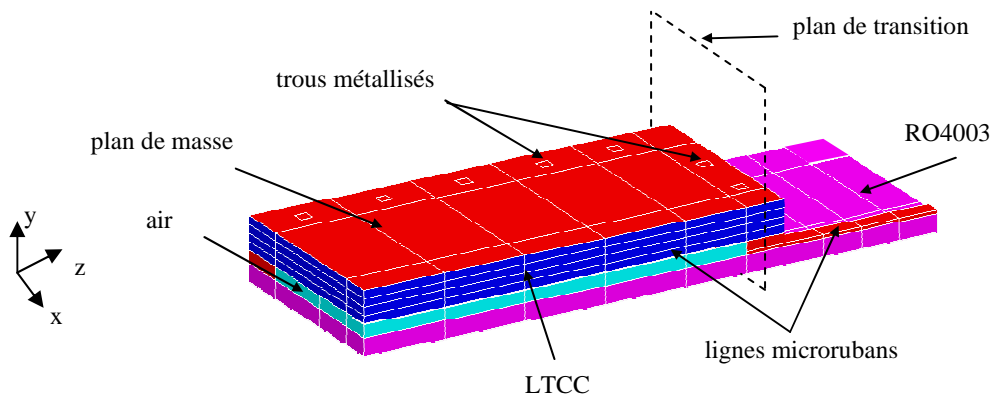


Figure 64 Report flip-chip du module LTCC sur le substrat de RO4003

Le module LTCC est renversé sur le substrat de RO4003, la fixation des deux éléments est assurée par la brasure déposée sur les rubans de masse et sur la ligne de signal au niveau de l'accès coplanaire. L'ensemble ainsi formé est totalement blindé par le plan de masse supérieur du module LTCC, par le plan de masse inférieur du substrat de RO4003 et par l'ensemble des trous métallisés.

Avant de procéder à une analyse électromagnétique globale de la structure, nous devons tout d'abord adapter à 50Ω les lignes microrubans et la transition coplanaire.

III.2 Dimensionnement des lignes microruban et coplanaire

III.2.1 Adaptation de la ligne sur le module LTCC

La largeur de ligne $W1 = 430 \mu\text{m}$ est calculée pour que l'impédance caractéristique de la ligne microruban sur le substrat de RO4003 soit égale à 50Ω . Cette valeur a été déterminée à l'aide du logiciel LINECALC.

Dans le cas de la ligne microruban sur le substrat de LTCC, la configuration est plus complexe et nécessite d'utiliser une autre méthode de calcul. La vue en coupe de la ligne sur le substrat de LTCC est représentée sur la Figure 65. Les plans de masse de part et d'autre du ruban sont suffisamment éloignés pour pouvoir se placer dans une configuration microruban.

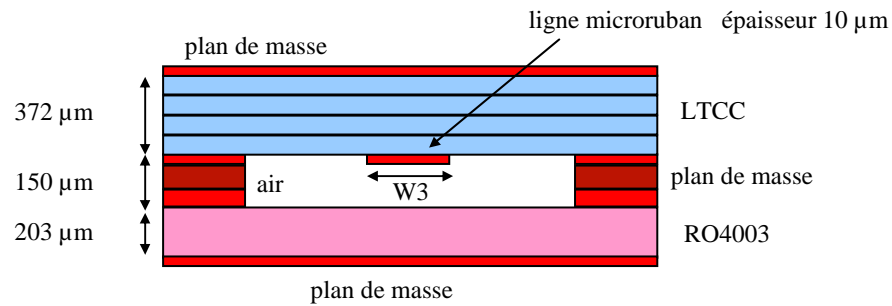


Figure 65 Vue en coupe de la ligne microruban sur LTCC

La largeur de la ligne $W3$ est déterminée à partir d'un calcul 2D avec la méthode des éléments finis (MEF). Ce calcul prend en compte l'effet induit par la présence de la couche de RO4003 à proximité de la ligne microruban. L'impédance caractéristique de la ligne est de 50Ω pour une largeur de ligne $W3 = 400\ \mu\text{m}$.

III.2.2 Adaptation de la transition coplanaire

Le schéma de la Figure 66 montre une vue en coupe de la ligne coplanaire dans le plan de transition décrit sur la Figure 64. L'adaptation à $50\ \Omega$ peut être effectuée en agissant sur deux dimensions, la largeur de la ligne notée $W2$ et la largeur du gap notée $X2$. L'utilisation d'une brasure pour connecter le module LTCC et le substrat de RO4003 ne permet pas d'avoir une largeur de ligne $W2$ inférieure à $250\ \mu\text{m}$.

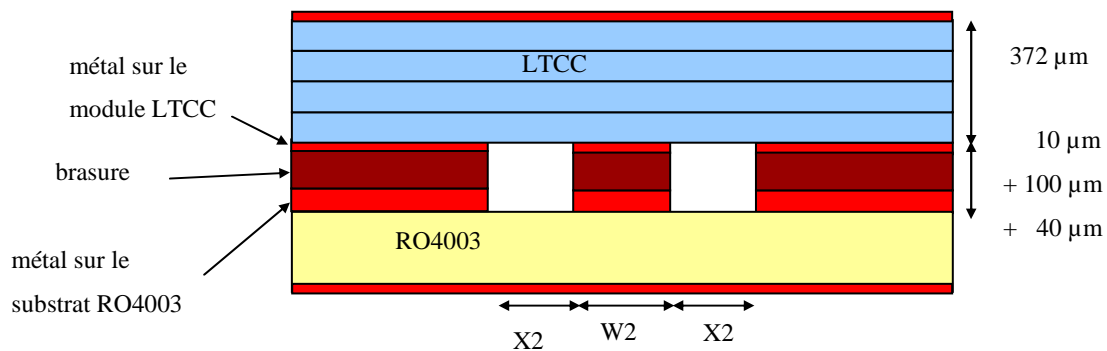


Figure 66 Vue en coupe de la transition coplanaire

L'empilement des couches de LTCC forme un substrat d'une épaisseur de $372\ \mu\text{m}$. La hauteur des deux métallisations et de la brasure est de $150\ \mu\text{m}$.

L'impédance caractéristique (Z) de la transition coplanaire en fonction de la largeur du gap est donnée sur la Figure 67. La largeur de la ligne $W2$ est fixée à la valeur minimale de $250\ \mu\text{m}$.

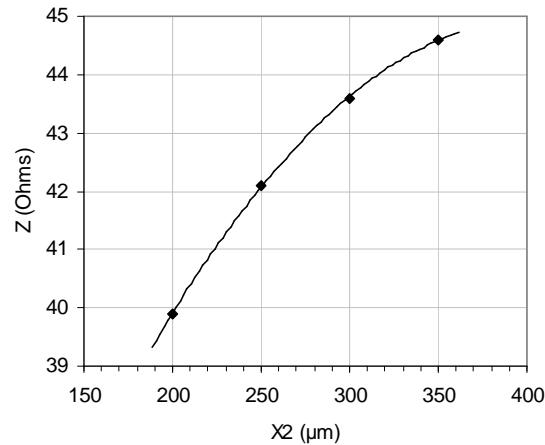


Figure 67 Impédance caractéristique de la ligne coplanaire

On constate que l'impédance caractéristique de la transition coplanaire est toujours inférieure à 50Ω pour un gap compris entre $150 \mu\text{m}$ et $400 \mu\text{m}$. En ce qui concerne la seconde possibilité, si nous élargissons la largeur $W2$ de la ligne, nous ne ferons que diminuer l'impédance caractéristique.

Ainsi, l'adaptation de la transition coplanaire n'est pas possible. C'est pourquoi, les dimensions $X2$ et $W2$ seront déterminées lors de la phase d'optimisation de la structure globale en observant le coefficient de réflexion obtenu par l'analyse électromagnétique.

III.3 Optimisation des dimensions de la structure globale

III.3.1 Analyse électromagnétique de la transition

L'analyse électromagnétique porte sur la structure complète, c'est à dire en « back to back ». Dans cette configuration, le signal traverse les deux transitions. Nous souhaitons que le coefficient de réflexion ainsi obtenu soit le plus faible possible sur une bande de fréquence allant de 1 GHz à 40 GHz .

L'optimisation de la structure en « back to back » s'effectue en étudiant l'influence de différentes dimensions sur le coefficient de réflexion S_{11} . Ces dimensions sont la largeur $W2$, le gap $X2$ et éventuellement la largeur de la ligne microruban sur le substrat de LTCC notée $W3$. L'optimisation de ces dimensions a permis d'aboutir à la réponse électromagnétique de la Figure 68.

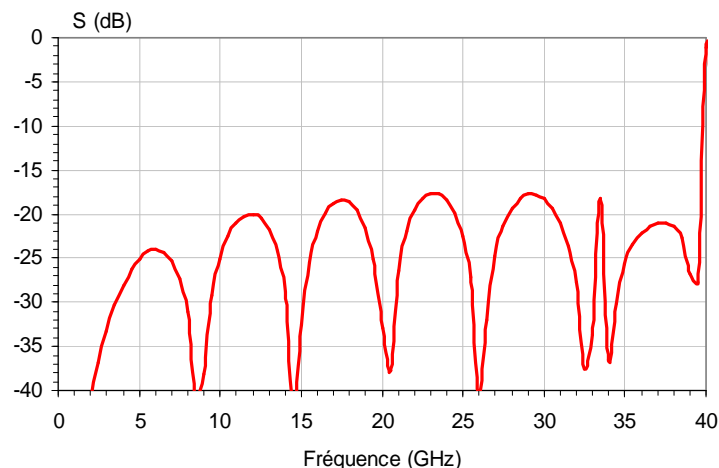


Figure 68 Coefficient de réflexion S11 de la structure globale optimisée contenant deux transitions

Cette réponse est obtenue pour les dimensions suivantes : $W1 = 430 \mu\text{m}$, $X2 = 275 \mu\text{m}$, $W2 = 250 \mu\text{m}$ et $W3 = 400 \mu\text{m}$. Le module LTCC a une longueur globale de 11,7 mm et une largeur de 5,2 mm.

Le coefficient de réflexion est inférieur à -18 dB dans la bande de 1 GHz à 40 GHz. La présence d'une résonance à la fréquence de 33,5 GHz limite la bande de fréquence utilisable pour notre transition. A partir des résultats de l'analyse électromagnétique, nous avons cherché à identifier ce mode de résonance.

III.3.2 Identification de la résonance à 33,5 GHz

III.3.2.1 Etude en oscillations forcées

La visualisation de la répartition du module du champ électrique (Figure 69) nous permet d'identifier le mode présent à la fréquence de 33,5 GHz.

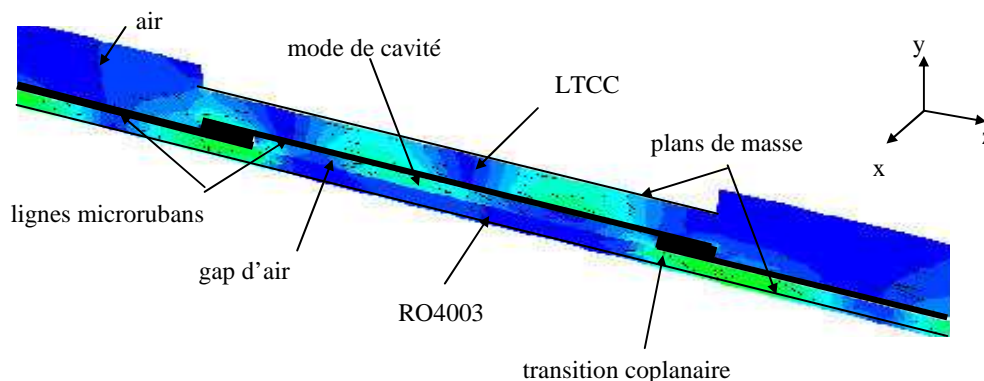


Figure 69 Vue en coupe du module du champ électrique en oscillations forcées

Aux accès nous avons un mode quasi-TEM excité, puis au passage de la transition coplanaire, le champ électrique passe du substrat de RO4003 vers le substrat de LTCC.

La ligne microruban sur le substrat de LTCC excite un mode dans la cavité inhomogène, constituée des substrats de RO4003 et de LTCC et du gap d'air dû aux épaisseurs de métallisation et de brasure. Pour isoler ce mode de celui se propageant le long de la ligne microruban, nous avons étudié la structure en oscillations libres.

III.3.2.2 Etude en oscillations libres

Dans ce cas particulier, l'accès distribué utilisé lors de l'étude en oscillations forcées est remplacé par un mur électrique, la structure est ainsi totalement blindée. La résolution du système en oscillations libres permet alors d'accéder à la fréquence de résonance propre de la structure. Pour cette fréquence, des vues en coupe du module du champ électrique dans le plan de symétrie (yoz) et dans le plan (xoz) au niveau du gap d'air sont présentées respectivement sur la Figure 70-1 et sur la Figure 70-2.

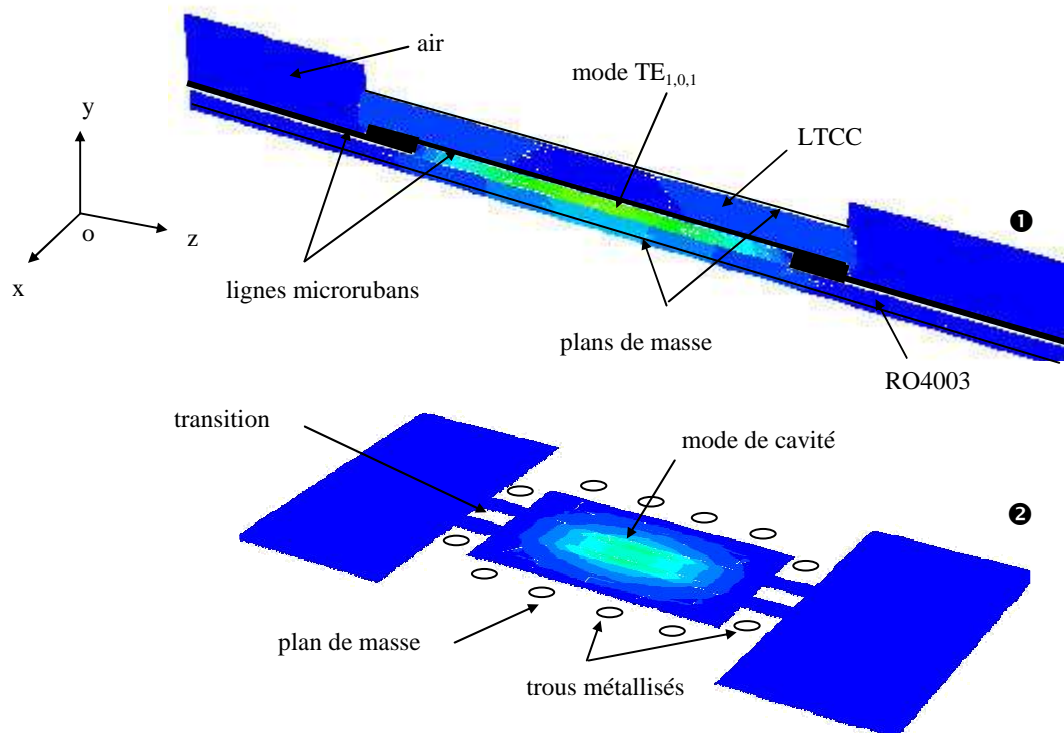


Figure 70 Vues en coupe du module du champ électrique en oscillations libres à la fréquence de 33,5 GHz

L'étude en oscillations libres met en évidence la présence du mode $TE_{1,0,1}$ dans la cavité inhomogène. Ainsi, la fréquence de ce mode dépend essentiellement des dimensions de

la cavité inhomogène délimitée par les plans de masse supérieur et inférieur et les trous métallisés.

Pour le moment, nous avons étudié le cas simple d'une ligne microruban déposée sur le substrat de LTCC mais à terme, celle-ci sera remplacée par un filtre planaire. Nous devons donc développer un filtre occupant une faible surface de façon à décaler le mode de résonance au delà de notre fréquence de travail.

Toujours dans l'idée de pouvoir déposer un filtre sur le module LTCC, nous avons apporté quelques modifications sur la structure étudiée.

III.3.3 Substrat de RO4003 évidé

Les épaisseurs des métallisations sur les substrats de LTCC et de RO4003 et l'épaisseur de la brasure forment un gap d'air de $150\ \mu\text{m}$. Sur les couches de LTCC, nous souhaitons positionner un filtre planaire comme l'indique la vue en coupe de la Figure 71.

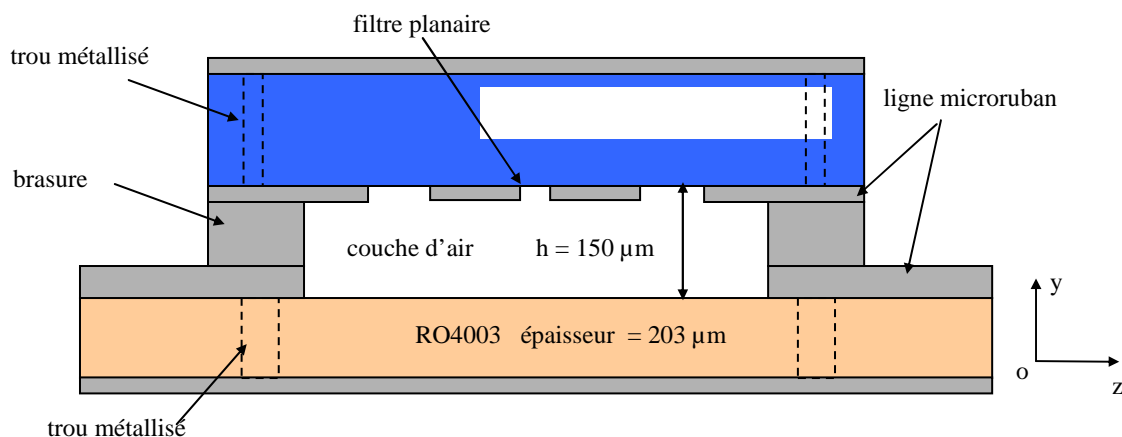


Figure 71 Localisation du filtre dans la structure

La brasure est une opération difficile à maîtriser, il peut y avoir des coulés et son épaisseur peut fluctuer entraînant ainsi la variation de la hauteur de la couche d'air. Pour s'affranchir de l'influence de ce paramètre sur la réponse du filtre, le substrat de RO4003 sera évidé et placé sur un socle métallique creusé sur une profondeur de 1 mm (Figure 72).

Avec une hauteur de la couche d'air de 1,353 mm, la réponse électromagnétique du filtre sera moins sensible aux variations de l'épaisseur de la brasure.

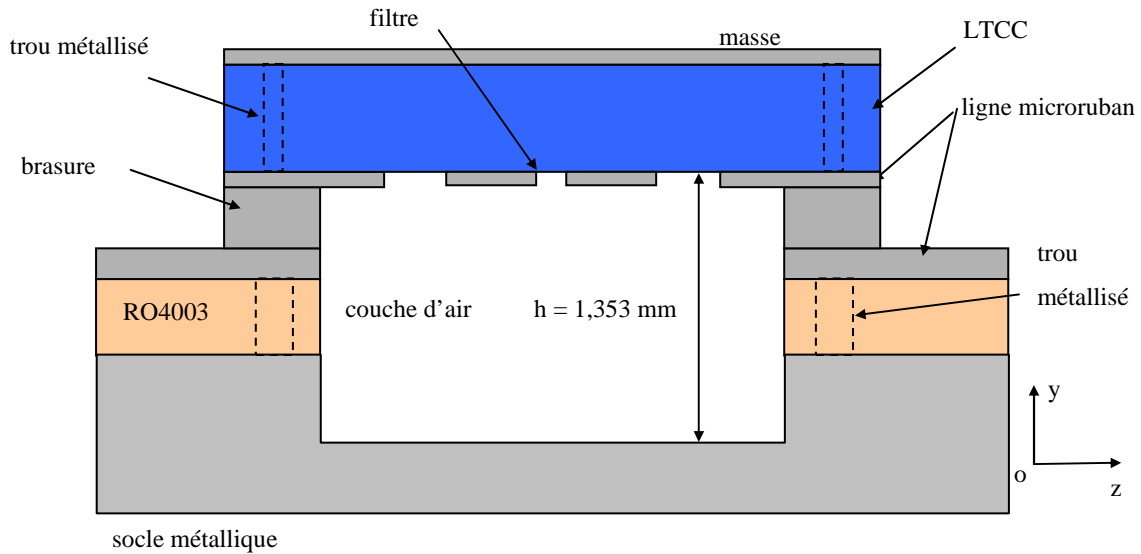


Figure 72 Structure sur socle métallique creusé

Le filtre, dans cette configuration, est complètement blindé par les plans de masse supérieur et inférieur et latéralement par des trous métallisés. Avant de passer à l'étude du filtre, nous devons optimiser les deux transitions de cette nouvelle structure.

III.3.4 Optimisation des transitions de la structure constituée du substrat RO4003 évidé et du socle métallique creusé

La modification effectuée sur le substrat de RO4003 et l'ajout du socle métallique creusé ont changé l'impédance caractéristique de la ligne microruban déposée sur le substrat de LTCC. La couche d'air sous la ligne microruban a une section de $4 \times 10,7 \text{ mm}^2$ (Figure 73).

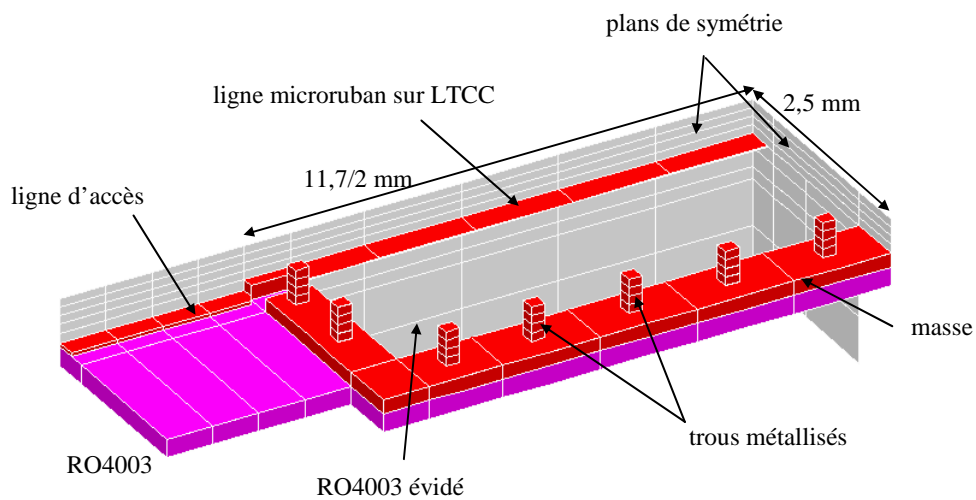


Figure 73 Substrat de RO4003 évidé

Les courbes de la Figure 74 représentent les modules du coefficient de réflexion S11 avant et après optimisation de la largeur de la ligne microruban W3.

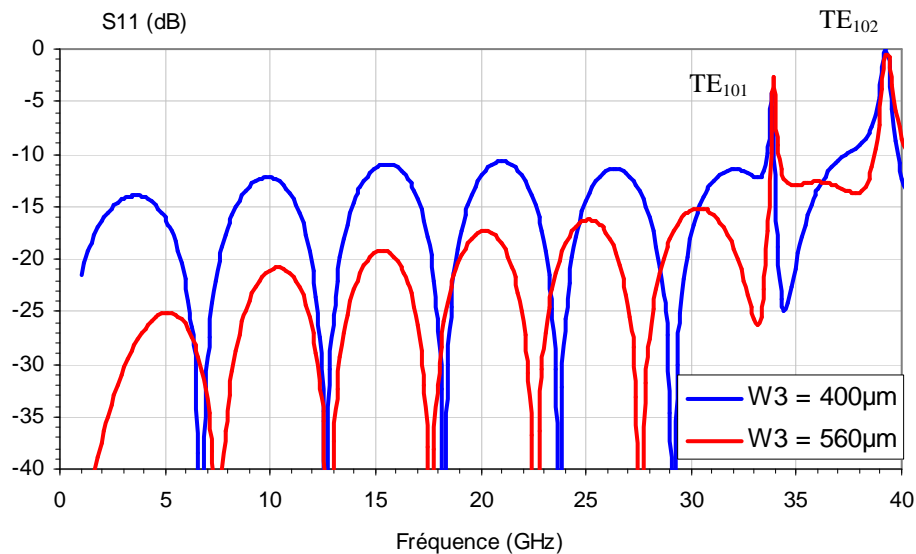


Figure 74 Adaptation de la ligne microruban de largeur W3

La réponse la plus satisfaisante est obtenue pour une largeur de ligne $W3 = 560 \mu\text{m}$. Dans ce cas précis, la ligne sur le LTCC a une impédance caractéristique de 50 ohms. Le mode de résonance $TE_{1,0,1}$ est présent à la fréquence de 34 GHz. L'absence du substrat RO4003 sous la ligne microruban a permis une légère augmentation de la fréquence de résonance. En effet, la permittivité effective du mode diminue lorsque la couche d'air devient plus importante. La seconde résonance présente à la fréquence de 39 GHz correspond au mode TE_{102} .

Au terme de la phase d'optimisation et avant de réaliser les dispositifs, il est toujours important de vérifier si les dimensions de la structure étudiée respectent les contraintes imposées par la technologie LTCC.

III.4 Réalisation des modules LTCC

III.4.1 Création de plans pour la fabrication

Les plans des modules LTCC, comportant les différents motifs des diverses couches, sont dessinés à l'aide du logiciel Momentum, puis exportés au format DXF pour être fabriqués par la société Thalès Microélectroniques. Chaque circuit est donc décomposé en plusieurs couches permettant de décrire les lignes, les plans de masse, les trous métallisés et les contours des substrats. Le module LTCC de la Figure 75 sera par exemple décomposé en 3

couches, donc 3 plans seront dessinés (plan niveau circuit, plan niveau trous métallisés, plan niveau de masse).

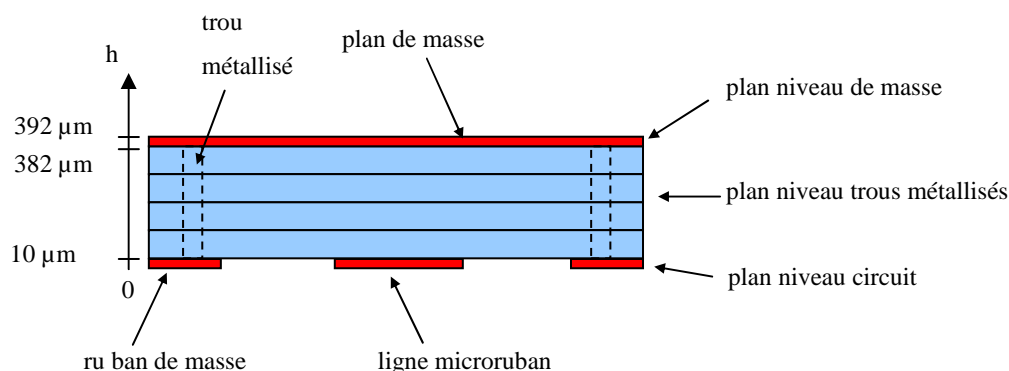


Figure 75 Décomposition du module par plans de couches

A partir de la dénomination des plans indiquant le niveau de la couche selon l'axe h , le volume de la structure peut être facilement reconstruit.

La Figure 76 représente une partie de plans de couches superposés, envoyé pour la réalisation d'un circuit LTCC.

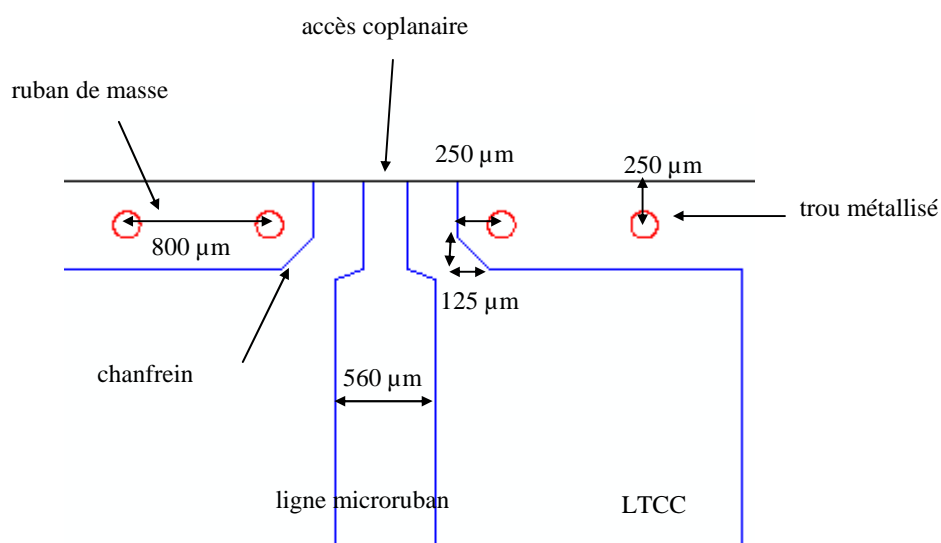


Figure 76 Plan de l'accès au niveau du circuit LTCC

A l'accès coplanaire, les longueurs de la ligne et du gap sont respectivement de $250 \mu\text{m}$ et de $275 \mu\text{m}$. Les trous métallisés d'un diamètre de $150 \mu\text{m}$ sont disposés le long du ruban de masse à une distance minimale de $250 \mu\text{m}$ du bord. La distance entre les bords de deux trous métallisés est de $650 \mu\text{m}$ et correspond approximativement à $\lambda_g/5$ à une fréquence de 40 GHz . Cet écart est suffisant pour limiter les rayonnements et garantir un bon blindage électrique [68].

Des chanfreins sont dessinés sur les rubans de masse des substrats de LTCC et de RO4003 (Figure 77). Ceci permet d'éviter que la brasure appliquée entre le module LTCC et le substrat de RO4003 crée un court-circuit entre les rubans de masse et les lignes microrubans. L'opération de report est délicate et des débordements de la brasure peuvent se produire.

Les chanfreins étant dans la zone de transition, nous avons vérifié leur influence sur la réponse du système. La structure 3D est modifiée comme indiquée sur la Figure 77.

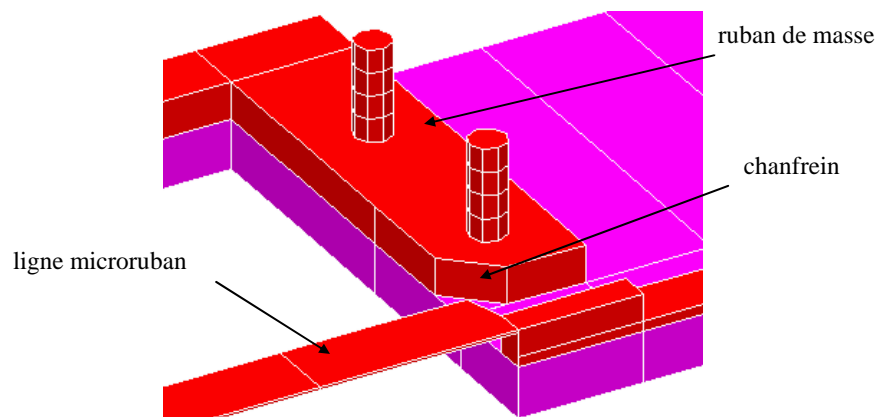


Figure 77 Ajout de chanfreins

L'analyse électromagnétique de la structure a montré que l'ajout de chanfreins ne perturbe pas le coefficient de réflexion.

Dans un premier temps, les modules LTCC réalisés seront testés sans être reportés sur le substrat de RO4003. Afin de s'affranchir de la désadaptation de la ligne coplanaire ($Z_c = 80\Omega$), non optimisée pour fonctionner dans cette configuration, un kit de calibrage TRL (« Transmission », « Reflection », « Line ») a été réalisé. Ainsi, les mesures des modules pourront être comparées aux résultats de simulations. De plus, une ligne microruban supplémentaire a été dessinée pour pouvoir évaluer la permittivité et les pertes du matériau LTCC (méthode de Bianco et Parodi).

III.4.2 Kit de calibrage TRL et méthode de Bianco & Parodi

Trois standards sont nécessaires pour avoir un kit de calibrage TRL, un circuit ouvert (« Reflect »), une ligne microruban de longueur l (« Thru ») et une autre ligne de longueur $l + \lambda_g/4$ (« Line »). Les plans de référence des mesures sont notés l et l' sur la Figure 78. Ce kit de calibrage est valable sur une bande de fréquence limitée qui correspond à un déphasage entre les standards « Thru » et « Line » compris entre 20° ($\pi/9$) et 160° ($8\pi/9$). Les standards

« Thru » et « Line » sont respectivement associés à un déphasage de 0° et 90° à la fréquence centrale f_0 .

Or $\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} l$ avec $\lambda = \frac{v}{f_0}$ pour le standard « Line » et à f_0 $\beta l = \pi/2$ d'où $f_0 = \frac{v}{4l}$

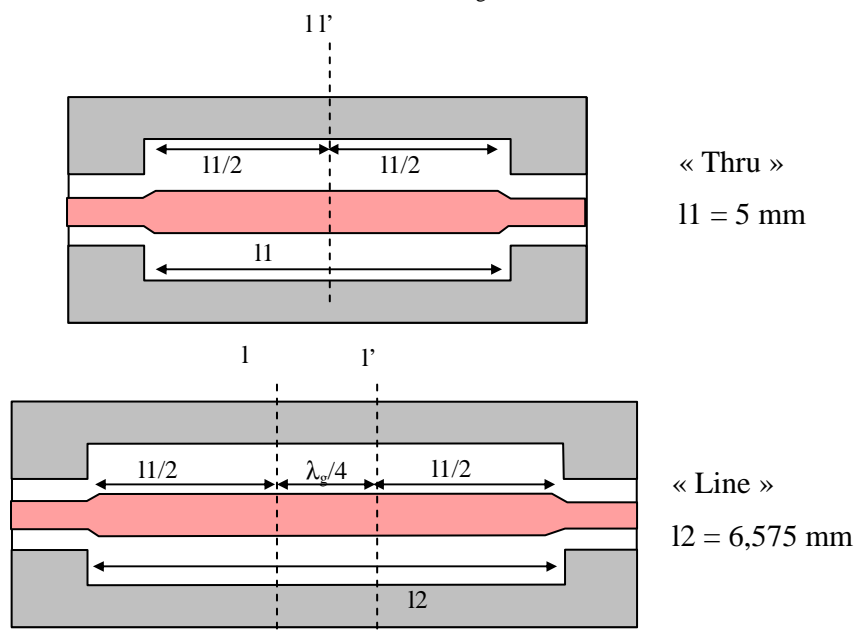
pour f_{\min} nous avons $\beta l = \frac{\pi}{9}$ d'où $f_{\min} = \frac{v}{18l}$

pour f_{\max} nous avons $\beta l = \frac{8\pi}{9}$ d'où $f_{\max} = \frac{4v}{9l}$

La bande de validité est déterminée par : $f_{\min} = \frac{2}{9} f_0$ et $f_{\max} = \frac{16}{9} f_0$

Pour une fréquence $f_0 = 22,5$ GHz la bande de validité de la mesure s'étend de 5 GHz à 40 GHz. A la fréquence f_0 la permittivité effective de la ligne microruban sur le substrat de LTCC d'une épaisseur de $372 \mu\text{m}$ est de 4,48. Cette valeur est obtenue avec le logiciel EMXD par un calcul en 2D à la fréquence souhaitée.

La permittivité effective et la fréquence f_0 permettent de calculer la longueur d'onde λ_g et donc $\lambda_g/4 = 1,575$ mm. Dans ces conditions la longueur du standard « Thru » est nulle et nous choisissons $l_1 = 5$ mm, la longueur du standard « Line » est $\lambda_g/4$ et nous conservons $l_1 = 5$ mm et pour le standard « Reflect » nous avons fixé $\lambda_g/4$ entre les deux lignes microrubans.



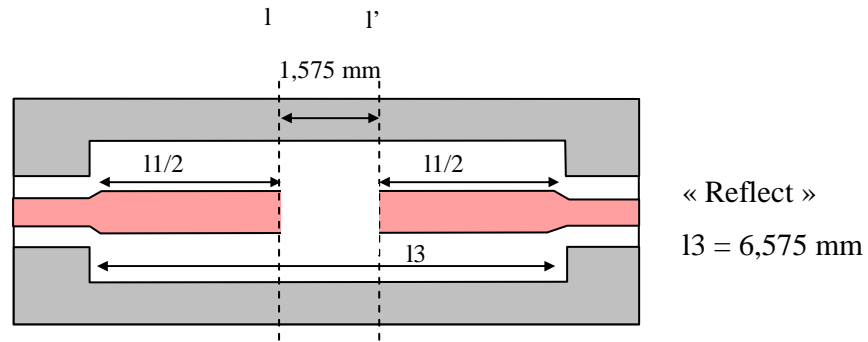


Figure 78 Kit TRL sur substrat LTCC

Une autre ligne de longueur $l_4 = 9 \text{ mm}$ est réalisée pour appliquer la méthode de Bianco et Parodi (B&P). Elle permet, à partir des mesures des paramètres S, d'évaluer les performances d'une ligne de transmission à l'aide de ses coefficients d'atténuation et de dispersion.

Deux circuits de géométrie identique en ce qui concerne les accès, mais de longueurs différentes sont nécessaires pour appliquer la méthode de B&P comme le montre la Figure 79. Pour expliquer le principe de la mesure, nous avons choisi les standards « Thru » et « Line2 ». Mais, le principe pourra être appliqué en combinant les mesures des standards « Thru », « Line » et « Line2 ».

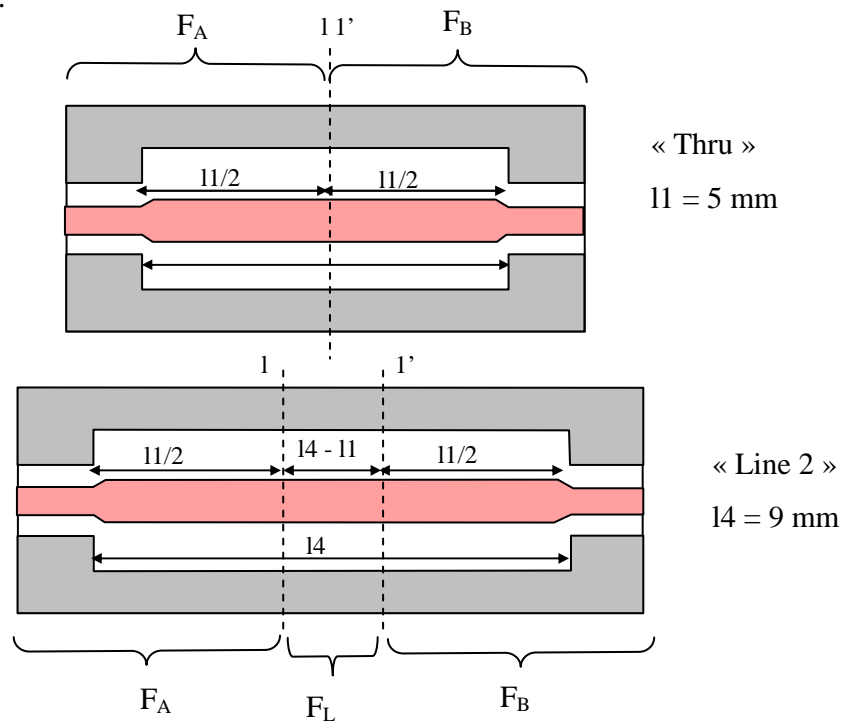


Figure 79 Circuits utilisés dans le cadre de la méthode de B&P

Les matrices de transfert F_A et F_B caractérisent les transitions ligne coplanaire vers ligne microruban. La matrice F_L représente la matrice de transfert de la longueur de ligne l4-11. Il vient les relations suivantes :

$$[F_1] = [F_A] \times [F_B] \qquad [F_2] = [F_A] \times [F_L] \times [F_B]$$

$[F_1]$ et $[F_2]$ sont les matrices de transfert globales mesurées pour les 2 circuits.

La combinaison des relations permet d'établir l'équation suivante :

$$[F_2] \times [F_1]^{-1} = [F_A] \times [F_L] \times [F_A]^{-1}$$

Les propriétés du calcul matriciel permettent d'écrire:

$$\text{trace} ([F_2] \times [F_1]^{-1}) = \text{trace} ([F_L])$$

La trace de la matrice est la somme des éléments de la diagonale. Un calcul montre que la trace de la matrice $[F_L]$ s'écrit :

$$\text{trace} ([F_L]) = 2 \times \text{ch} (\gamma \times (l4-11))$$

$$\text{avec } \gamma = \alpha + j \beta \qquad \alpha \text{ coefficient d'atténuation}$$

$$\beta \text{ constante de propagation} \quad \beta = 2\pi \frac{f \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c}$$

L'application de cette méthode nous conduit aux paramètres α et ϵ_{eff} d'une portion de ligne microruban sur le substrat LTCC, en éliminant les effets des transitions aux accès. Toutefois, la portion de ligne l1/2 doit être suffisamment longue pour que les modes évanescents créés au passage de la transition coplanaire vers la ligne microruban soient tous fortement atténués ; seul le mode propagatif de la ligne microruban doit subsister entre les deux plans de mesure.

Cette méthode est en théorie rigoureuse mais en pratique, il n'est pas possible de fabriquer deux circuits avec des accès parfaitement identiques. De plus, les pointes lors des mesures ne sont jamais placées aux mêmes endroits. Toutes ces différences engendrent des imprécisions sur les valeurs obtenues.

III.4.3 Mesures des modules LTCC seuls

Dans un premier temps, pour avoir accès aux caractéristiques des modules LTCC, les circuits sont mesurés seuls, sans être reportés et soudés sur la carte d'émission réception.

Les circuits sont placés dans une cellule Wiltron et mesurés entre les accès coplanaires, (Figure 80). L'étalonnage du banc de mesure est effectué dans un premier temps avec un kit LRM (« Line », « Reflect », « Match ») du commerce sur substrat d'alumine qui permet de s'affranchir des limites en fréquence.

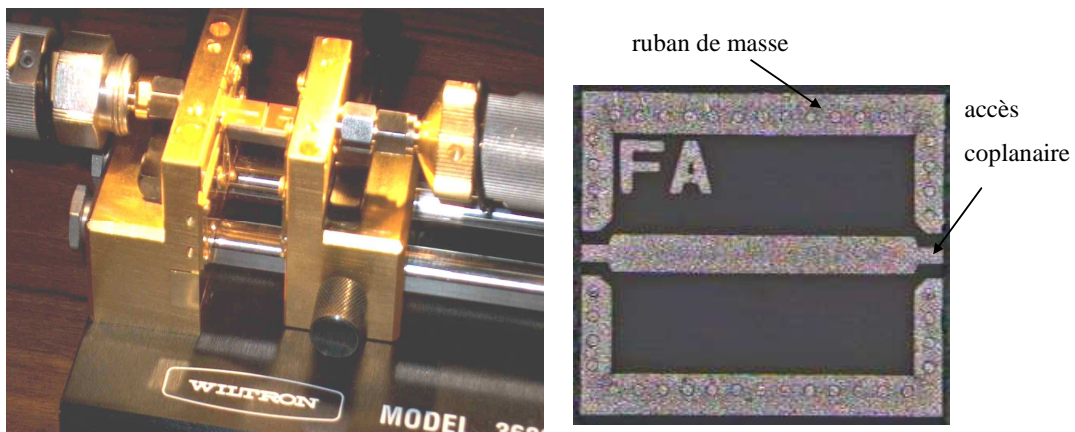
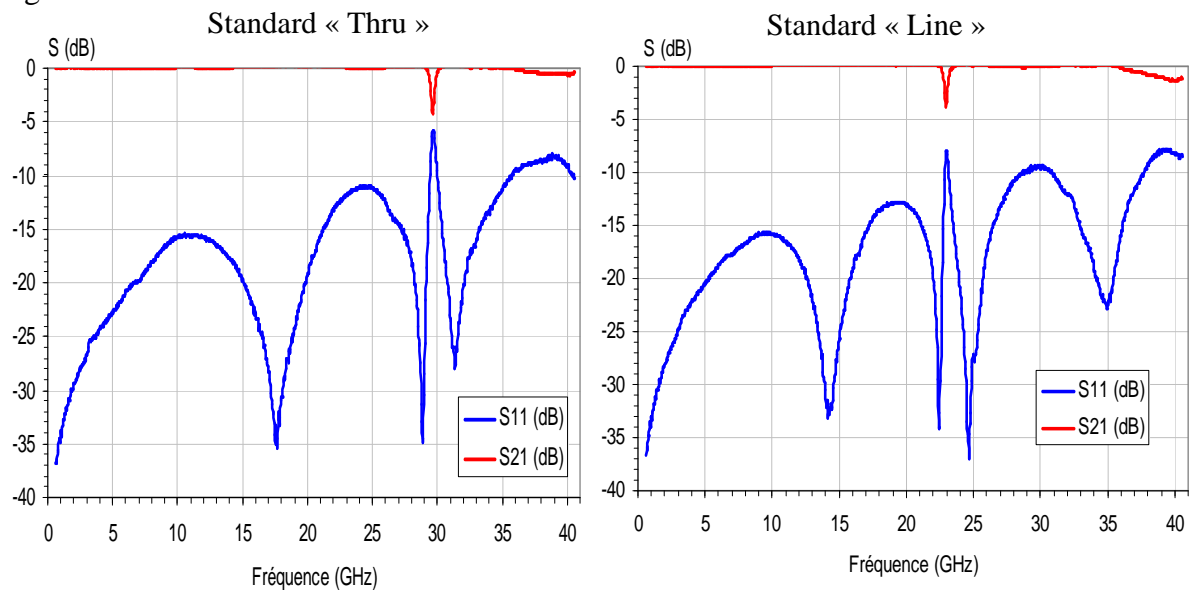


Figure 80 Cellule Wiltron et ligne déposée sur un substrat LTCC

Les mesures des lignes microrubans et du circuit ouvert ont fourni les résultats de la Figure 81.



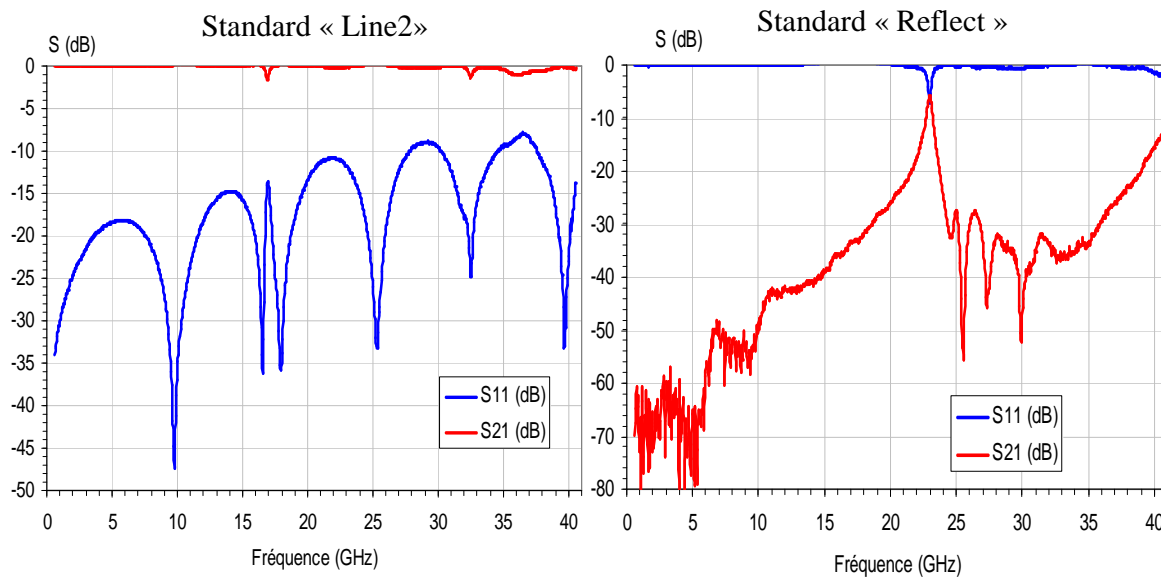


Figure 81 Mesures des lignes Thru, Line, Line2 et du circuit ouvert

Pour les trois lignes, « Thru », « Line » et « Line2 », le coefficient de réflexion se situe entre -16 dB à basse fréquence et -7 dB vers 38 GHz. Les modules LTCC n'ont pas été développés et optimisés pour être mesurés sans être reportés sur le substrat de RO4003. C'est pourquoi, nous avons une désadaptation aux accès qui ne permet pas d'obtenir un coefficient de réflexion très faible sur toute la bande. En effet, l'impédance des accès coplanaires à la fréquence de 20 GHz est de 83Ω pour une épaisseur de substrat LTCC égale à $372 \mu\text{m}$, une ligne de $250 \mu\text{m}$ de large et un gap de $275 \mu\text{m}$. Nous ne pouvons donc pas faire de comparaison directe avec la réponse théorique globale.

Sur les mesures, nous observons la présence d'une ou deux fréquences de résonance. Etant donné que nous avons une résonance même avec le circuit ouvert, nous pouvons dire que celle-ci ne provient pas de la ligne microruban mais plutôt du ruban de masse ou d'un couplage entre les mâchoires de la cellule wiltron.

Lors des simulations, réalisées avec le logiciel EMXD, les modules sont encapsulés dans un boîtier métallique dont le capot supérieur est situé à 3 mm du substrat LTCC afin de ne pas perturber la réponse. Sur la Figure 82, nous constatons la présence d'une bordure non métallisée de $174 \mu\text{m}$ de large entre le ruban de masse et le blindage. Cette bordure est due à la difficulté technique de pratiquer une découpe le long de la métallisation.

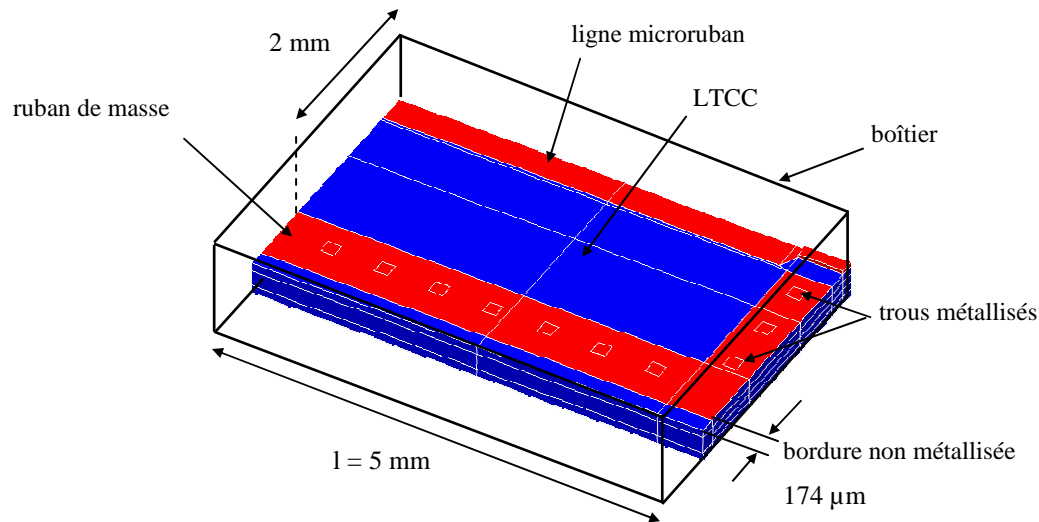


Figure 82 Structure utilisée pour la rétro simulation du module B&P (« Line2 »)

La simulation électromagnétique de la structure réelle blindée (Figure 82) nous fournis les résultats de la Figure 83.

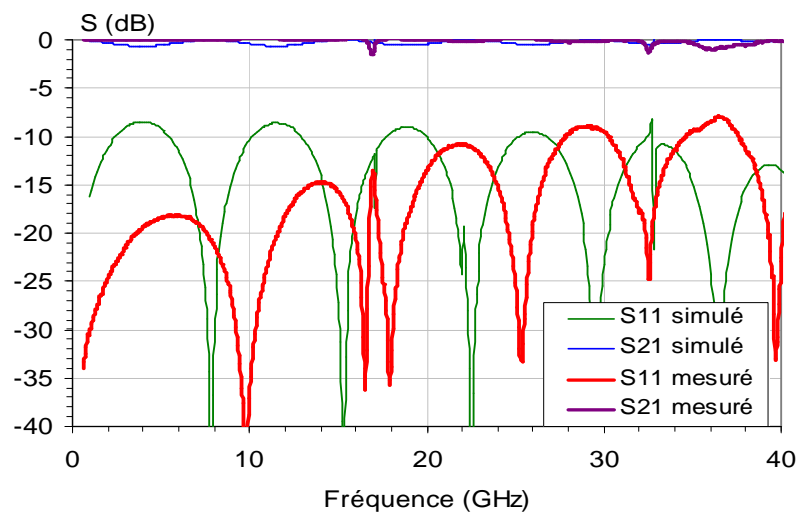


Figure 83 Comparaisons des mesures et des résultats de simulations

Les fréquences de résonance relevées lors des mesures à 17 GHz et 32,7 GHz sont à comparer aux fréquences de 17,1 GHz et de 33 GHz obtenues par simulation. Jusqu'à présent, ces phénomènes de résonance n'avaient pas été mis en évidence car nos dispositifs simulés ne comportaient pas de bordures démétallisées entre le boîtier et le ruban de masse, ainsi le potentiel était le même partout. Sur la réponse du coefficient de transmission S21 simulé, un mode parasite supplémentaire est visible à la fréquence de 22,1 GHz. Cette résonance s'installe au niveau des plans des accès et dépend uniquement des conditions de la simulation en espace fermé.

Le tracé des isovaleurs dans la structure nous indique la répartition du champ électrique pour les différents modes de résonance et nous permet ainsi de les identifier. La Figure 84 est un exemple de tracé pour la fréquence de 33 GHz.

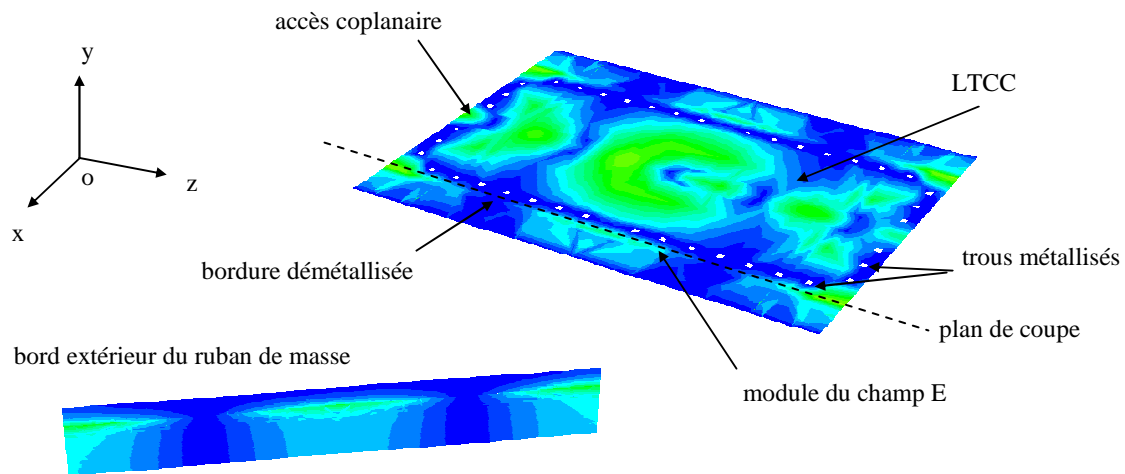


Figure 84 Module du champ E, vue en coupe de la structure à 33 GHz

Des vues en coupe nous indiquent qu'une partie du champ électrique se propage le long du ruban de masse sur le bord du substrat. C'est pourquoi les résonances observées sont toutes fonctions de la longueur l entre les accès. Un phénomène similaire a été démontré dans la publication [77] où le champ se propage sur les bords d'un patch malgré la présence de rangées de trous métallisés le reliant à la masse. Ce phénomène dépend fortement de la distance entre les bords des trous métallisés et du patch.

Le Tableau 9 compare les fréquences de résonance obtenues lors des mesures et des simulations.

standards	Thru	Line	Line2
longueur	5 mm	6,575 mm	9 mm
fréq. mesurée	29,7 GHz	23 GHz	17 GHz et 32,7 GHz
fréq. par simulation	29,5 GHz	25,8 GHz	17,1 GHz et 33 GHz

Tableau 9 Comparaison des fréquences de résonance mesurées et simulées

Nous avons effectué d'autres mesures mais cette fois en plaçant un morceau d'absorbant le long du module LTCC, les résultats obtenus sont reportés sur la Figure 85.

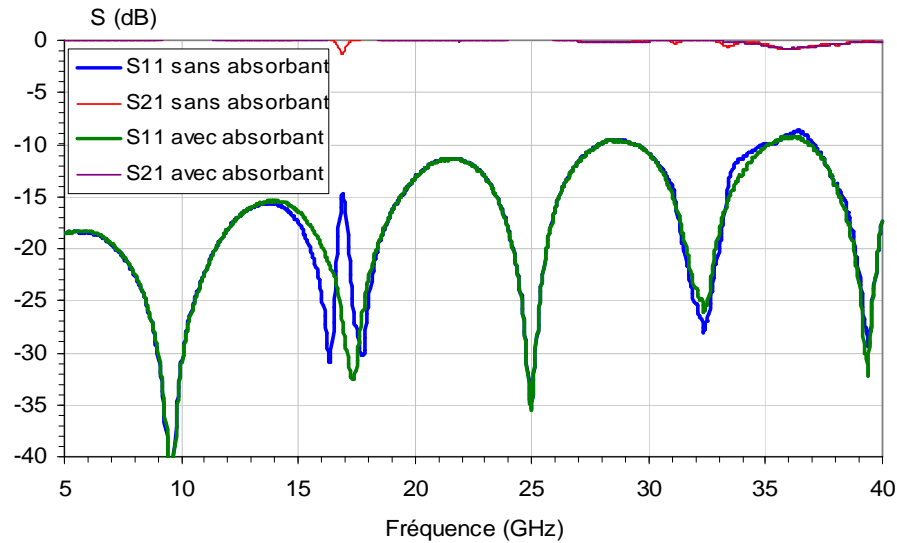


Figure 85 Mesure avec absorbant sur le standard B&P (« Line2 »)

L'application d'un morceau d'absorbant le long des rubans de masse à un effet immédiat, toutes les résonances sont éliminées sur la bande d'étude. Ceci tend à prouver que l'origine de ces modes est bien due à un effet parasite des trous métallisés qui ne se comportent pas comme des court-circuits parfaits.

Diverses structures ont été simulées pour supprimer les résonances le long du ruban de masse. Lors de la première tentative nous avons placé les rangés de trous métallisés plus près du bord extérieur du ruban de masse. Nous avons ensuite ajouté une deuxième rangée de trous métallisés en décalage par rapport à la première renforçant ainsi le mur électrique et la mise au même potentiel de tous les points du ruban de masse. Ces deux essais n'ont pas permis d'éliminer complètement les résonances le long du ruban de masse.

Nous nous sommes ensuite intéressés à la caractérisation électromagnétique du matériau LTCC.

Ne pouvant pas éliminer les modes parasites nous avons décidé de poursuivre nos travaux sur la réalisation de filtres pour le projet EMILIE. Nous discuterons de ce problème plus loin dans ce rapport sur la base de nouvelles réalisations.

III.4.3.1 Extraction des paramètres électromagnétiques par la méthode de Bianco & Parodi

A partir des fichiers de paramètres [S] des différentes lignes microrubans mesurées, et d'un programme développé avec le logiciel MATLAB pour effectuer les calculs de la méthode de Bianco et Parodi, nous avons extrait les courbes de permittivités effectives en

fonction de la fréquence sur la Figure 86. Les courbes 1, 2, 3 ont été tracées en tenant compte de toutes les combinaisons possibles entre les standards « Thru », « Line », et « Line2 ».

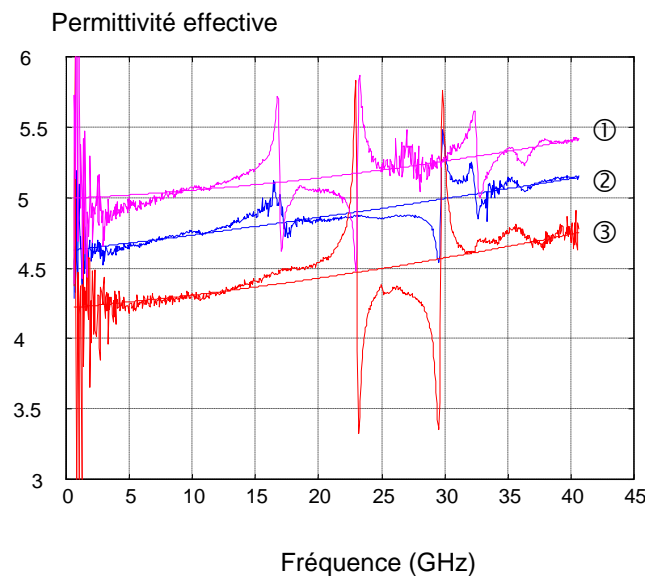


Figure 86 Permittivités effectives obtenues par la méthode de B&P

A 5 GHz la valeur de la permittivité effective est comprise entre 4,2 et 5 ce qui ne donne pas une indication très précise. En effet, la précision de cette méthode est limitée par la reproductibilité des accès de la ligne et des mesures. Le calcul de la permittivité effective d'une ligne de 560 μm de large sur un substrat LTCC de 372 μm d'épaisseur et de permittivité 5,9 (donnée par le fabricant à basse fréquence) donne à la fréquence de 1 GHz une valeur de la permittivité effective $\epsilon_{\text{eff}} = 4,3$. Cette donnée nous indique que la courbe ③ semble la plus exacte.

La méthode de Bianco & Parodi nous permet de donner une moyenne de l'atténuation de la ligne microruban à -0,06 dB/cm sur la bande de fréquence [5 - 20 GHz], comme le montre la Figure 87.

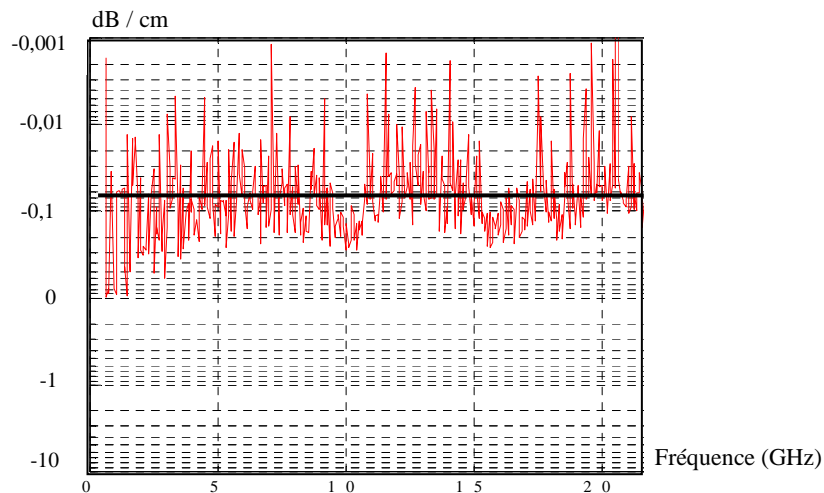


Figure 87 Atténuation de la ligne microruban sur le LTCC

Nous avons simulé une ligne microruban, de largeur $560 \mu\text{m}$, sur un substrat de LTCC d'épaisseur $372 \mu\text{m}$ pour obtenir une estimation théorique des pertes. Le LTCC a une permittivité de 5,9 et une tangente de pertes de $1,2 \cdot 10^{-3}$. Le conducteur en argent, d'une épaisseur de $10 \mu\text{m}$, a une conductivité de $3,3 \cdot 10^7 \text{ S/m}$. L'atténuation de la ligne, d'une longueur de 1 cm, est représentée sur la Figure 88.

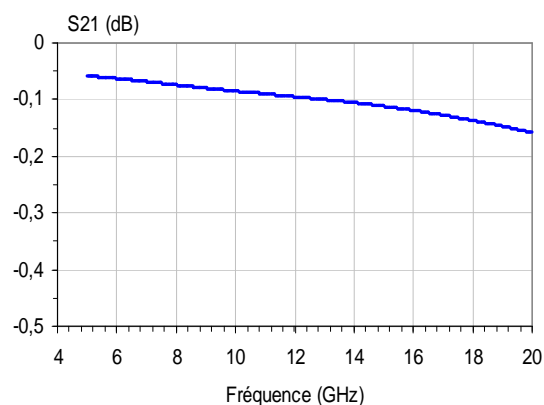


Figure 88 Atténuation théorique d'une ligne microruban de longueur 1 cm sur LTCC

La valeur de la permittivité effective de la ligne microruban augmente avec la fréquence. En effet, le champ électrique se concentre davantage sous la ligne microruban. Nous voyons donc que l'atténuation de la ligne microruban augmente sous l'effet des pertes dans le diélectrique LTCC. Des études sur les caractéristiques électriques de lignes microrubans et de lignes triplaques ont été menées pour plusieurs substrats LTCC et différentes métallisations [78].

Des mesures similaires réalisées après un étalonnage TRL utilisant le kit sur LTCC n'ont pas permis d'améliorer les résultats obtenus jusqu'ici.

III.4.4 Mesures d'un module LTCC reporté sur le substrat de RO4003

Lors d'une deuxième série de fabrication, pour estimer les pertes engendrées par la transition, nous avons brasé un module LTCC avec une ligne microruban sur un substrat de RO4003. Un calibrage LRL est effectuée avec des lignes gravées sur substrat de RO4003 de façon à effectuer les mesures au niveau des accès coplanaires du système.

La ligne microruban déposée sur le module LTCC a une longueur de 10 mm. Le module LTCC est brasé sur le substrat de RO4003 évidé, comme nous l'avons montré sur la Figure 73. Les plans de cette structure sont détaillés dans l'annexe 1. La réponse mesurée est comparée à la réponse simulée sur la Figure 89.

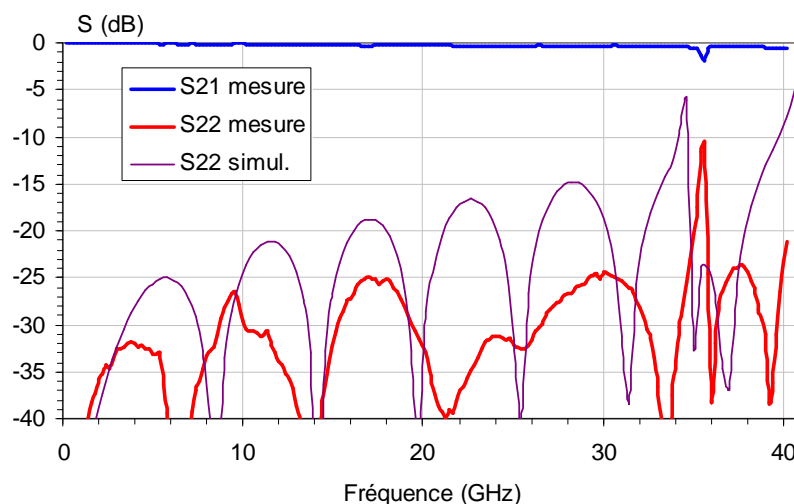


Figure 89 Comparaison des mesures et des simulations pour une ligne microruban

Le coefficient de réflexion est excellent sur une large bande de fréquence. La fréquence de résonance du mode $TE_{1,0,1}$ dans la cavité inhomogène est un peu plus élevée en mesure. La métallisation sur le substrat de RO4003 n'est pas totalement au bord de la zone évidée c'est pourquoi celle-ci est plus petite que dans nos simulations.

Une étude théorique sur l'influence de l'épaisseur de la soudure a été menée pour expliquer le fait que le coefficient de réflexion soit plus faible en mesure qu'en simulation. Cette même transition a donc été simulée avec une épaisseur de soudure de $100 \mu\text{m} \pm 40 \mu\text{m}$. Les résultats montrent qu'avec de telles variations, la réponse de la transition varie peu et ne

peuvent expliquer le phénomène observé. Actuellement, nous n'avons aucune explication précise sur cette différence.

Après avoir montré comment nous avons réalisé et mesuré des modules LTCC comportant des lignes microrubans et un circuit ouvert, nous allons maintenant présenter la conception et la mesure de filtres planaires avec la technologie LTCC.

III.4.5 Conceptions et mesures de filtres avec un dépôt d'argent

Nous souhaitons concevoir des filtres planaires de type Tchebychev sur le substrat de LTCC. Ces filtres devront tenir compte à la fois des contraintes physiques particulières à la technologie employée et des contraintes électriques. L'analyse électromagnétique des filtres seuls, sans transition, est réalisée avec le logiciel Momentum, plus adapté et donc plus rapide que le logiciel EMXD pour l'étude de circuits planaires.

III.4.5.1 Contraintes physiques et électriques

a) Contraintes physiques

La réalisation du filtre passe bande à l'aide de la technologie LTCC implique le respect des règles de dessin. Pour la conception d'un filtre planaire avec des lignes microrubans, les contraintes physiques portent essentiellement sur la largeur des lignes et sur les distances, inter-résonateurs et lignes d'excitation résonateurs, qui sont de 100 μm au minimum.

Nous tenterons de limiter l'espace occupé par le filtre en longueur et en largeur pour rejeter vers les hautes fréquences les modes de résonance dans la cavité de la structure renversée.

Le module LTCC est fixé sur la carte RO4003 à l'aide d'une brasure. Cette technique n'est pas parfaitement maîtrisée et peut amener des débordements et ainsi modifier les caractéristiques du circuit à proximité. Ainsi, une distance de sécurité de 530 μm est appliquée entre les bords du circuit et le ruban de masse.

b) Contraintes électriques

Elles couvrent essentiellement le gabarit du filtre. La fréquence centrale du filtre passe bande doit être de 26,25 GHz avec une bande passante comprise entre 500 MHz et 600 MHz.

Bien évidemment le filtre doit être optimisé dans cette bande afin d'obtenir de faibles pertes d'insertions et un coefficient de réflexion minimal.

III.4.5.2 Topologie des filtres et mesures

a) Filtre 4 pôles

Le filtre se compose de 4 résonateurs en forme de L pour réduire l'encombrement de l'ensemble. Plusieurs dispositions ont été testés afin de limiter la largeur occupée par le filtre. Au-delà des dimensions retenues, soit des modes de résonance apparaissent dans la bande d'étude, soit le circuit prend une forme très allongée qui le rend fragile lors des manipulations. La surface occupée par le filtre est de $11 \times 4 \text{ mm}^2$. Les lignes d'excitation du filtre ont une impédance caractéristique de 50Ω pour une largeur de ligne de $560 \mu\text{m}$. Le filtre ainsi obtenu est présenté sur la Figure 90.

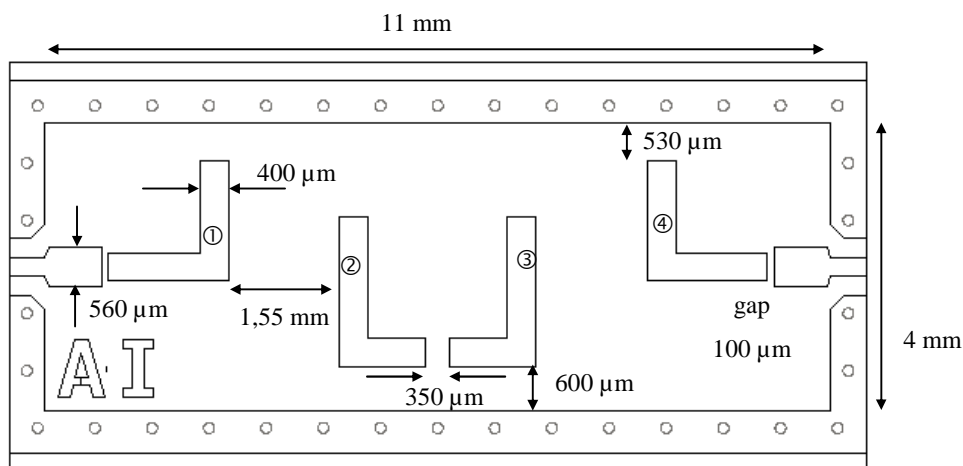


Figure 90 Topologie du filtre 4 pôles

Les couplages en entrée et en sortie sont identiques et réalisés par un gap de $100 \mu\text{m}$. Le filtre est symétrique, les couplages k_{12} et k_{34} sont égaux et sont obtenus pour une distance inter-résonateurs de $1,55 \text{ mm}$. La distance permettant de réaliser le couplage k_{23} est de $350 \mu\text{m}$. La distance minimale entre le bord du filtre et le boîtier est de $530 \mu\text{m}$. Les réponses théoriques, obtenues à l'aide de Momentum, sont présentées sur la Figure 92. La fréquence centrale est de $25,25 \text{ GHz}$ avec une bande passante de 500 MHz . Le coefficient de réflexion dans la bande passante est de -10 dB . Les mesures de ce filtre sont données sur la Figure 91.

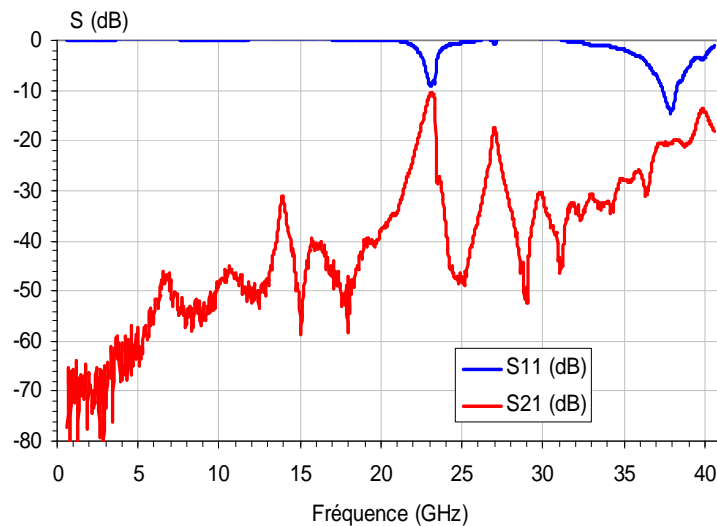


Figure 91 Réponse expérimentale du filtre 4 pôles

Le filtre a subi un décalage en fréquence d'un peu plus de 2 GHz, les pertes d'insertion dans la bande sont très importantes, de l'ordre de 10 dB. Une rétro-simulation a été effectuée après avoir relevé les dimensions du filtre réalisé. Les réponses électromagnétiques avec les dimensions mesurées sont également présentées sur la Figure 92.

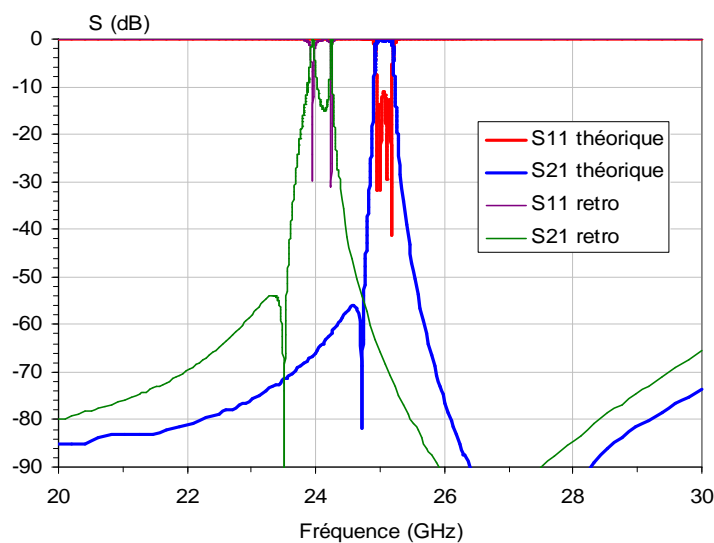
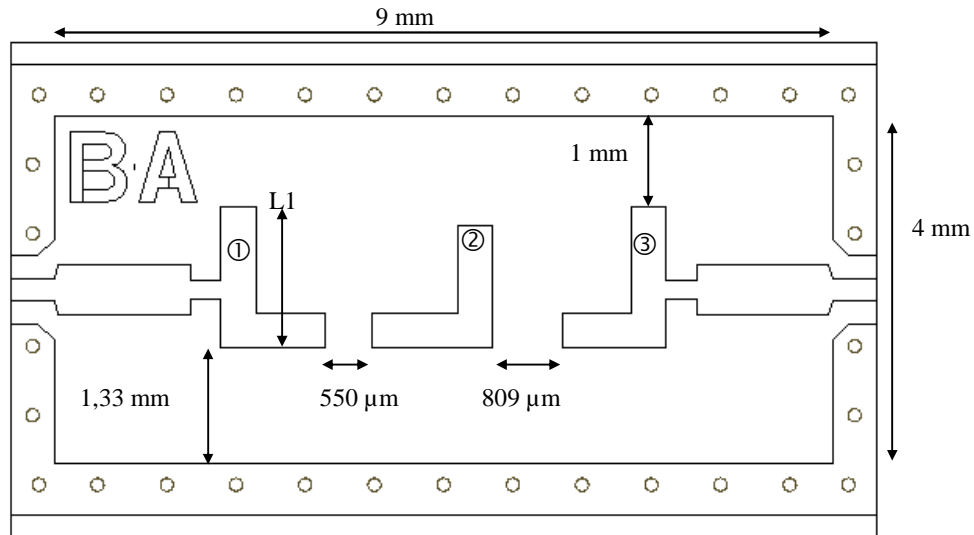


Figure 92 Réponses électromagnétiques : idéales et rétro-simulations

Les mesures effectuées sur le filtre montrent que les longueurs des résonateurs sont plus grandes que prévues ce qui explique le décalage vers les basses fréquences. De plus, les distances de couplage entre les lignes d'excitation et les résonateurs 1 et 4 initialement prévues à 100 μm sont en réalité de 37 μm ce qui dégrade fortement le coefficient de réflexion dans la bande passante. Pour s'affranchir de ces dimensions critiques, nous avons conçu une nouvelle topologie de filtres utilisant 3 résonateurs.

b) Filtre 3 pôles

Le filtre est composé de 3 résonateurs en L. L'excitation du filtre est réalisée par le contact des lignes d'accès sur les résonateurs 1 et 3. Ce type d'excitation ne nécessite pas de gaps de faibles dimensions qui demandent une grande précision.



Les réponses expérimentales de ce filtre sont présentées sur la Figure 94.

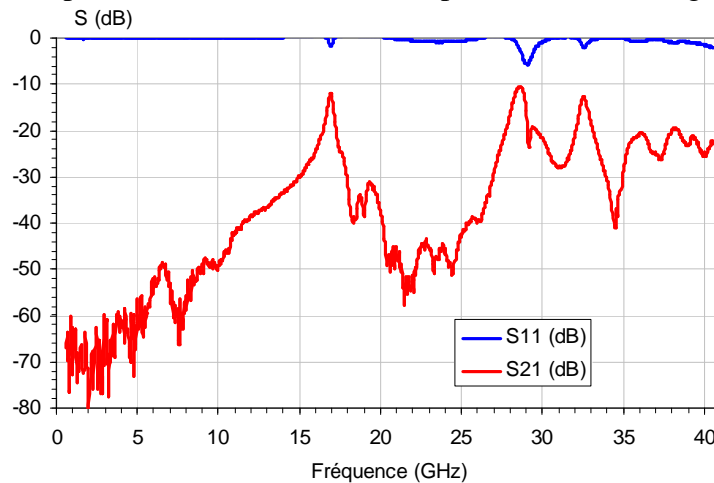


Figure 94 Réponses mesurées du filtre 3 pôles

La réponse du filtre se situe autour de la fréquence de 29 GHz, les pertes d'insertion dans la bande sont de -10 dB. Pour ce second filtre, les cotes n'ont pas été également respectées.

Les résonances à 17 GHz et 32,7 GHz sont identifiées comme étant des résonances le long du ruban de masse comme nous l'avons indiqué au paragraphe III.4.3.

De façon générale, avec des métallisations en argent nous constatons que les largeurs des lignes sont surdimensionnées alors que les gaps sont sous dimensionnés. En conséquence,

avec de telles variations des dimensions, nous ne pouvons absolument pas obtenir un filtre respectant le gabarit. La précision de la gravure avec l'encre argent utilisée est beaucoup trop faible. Ainsi, nous avons choisi d'utiliser un autre type d'encre pour avoir davantage de précision.

III.4.6 Filtres avec un dépôt d'or

III.4.6.1 Conceptions et réalisations des filtres

Nous avons décidé de réaliser à nouveaux des filtres 4 pôles, mais cette fois avec une encre en or. Cette encre est utilisée uniquement pour graver les résonateurs et les lignes d'excitation du filtre. Toutes les autres métallisations de la structure utilisent une encre argent. Le tronçon de ligne ou zone tampon entre la ligne avec de l'encre argent et la ligne avec de l'encre or est fait d'une encre argent / palladium.

Les contraintes électriques et physiques sont les mêmes que celles décrites pour les filtres présentés précédemment. L'un des deux filtres 4 pôles, nommé JA, que nous avons développés et optimisés est représenté sur la Figure 95.

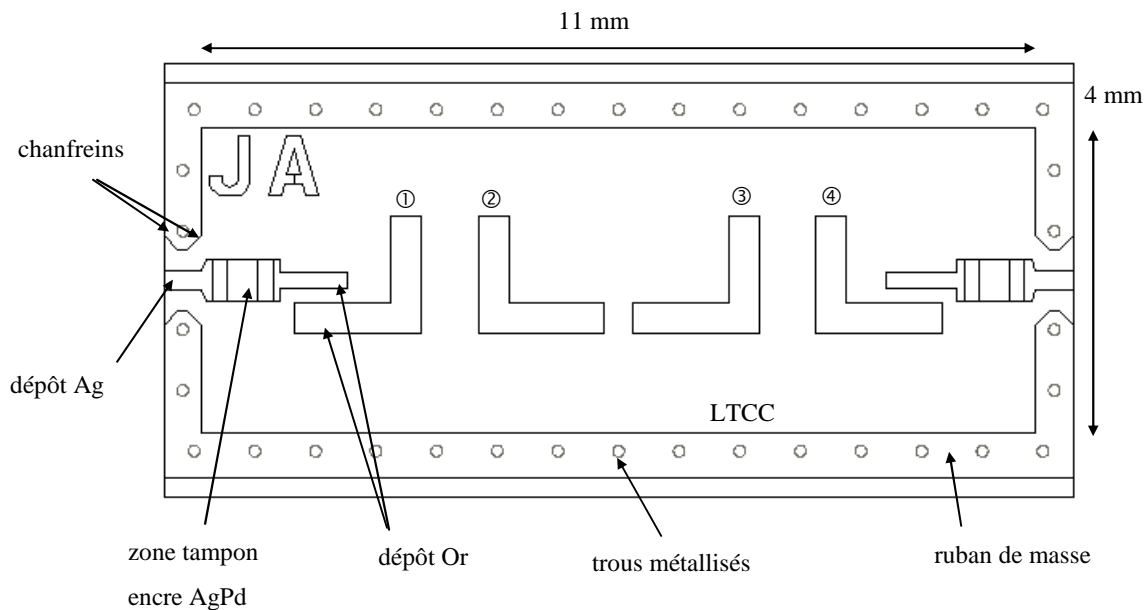


Figure 95 Filtre 4 pôles métallisation or

Ce filtre Tchebychev 4 pôles, symétrique, à une fréquence centrale de 26,25 GHz et une bande passante de 500 MHz. Les couplages entre les résonateurs 1 et 4 et les lignes d'excitation sont réalisés à partir d'un gap de 200 μm . Les distances entre les résonateurs 1 et 2 et les résonateurs 3 et 4 sont de 755 μm . Entre les résonateurs 2 et 3 la distance est de 380 μm . Ces dimensions sont au-dessus des limites technologiques. De plus, l'utilisation d'une

encre à base d'or devrait apporter une meilleure précision. Des chanfreins aux accès sont dessinés pour diminuer le risque de contact entre la ligne signal et la masse lors de la brasure.

Un autre filtre nommé KA est développé avec cette fois une fréquence centrale de 25 GHz. Ses autres caractéristiques électriques et sa topologie sont similaires au filtre JA. Les réponses des filtres optimisés à l'aide du logiciel Momentum sont représentées sur la Figure 96.

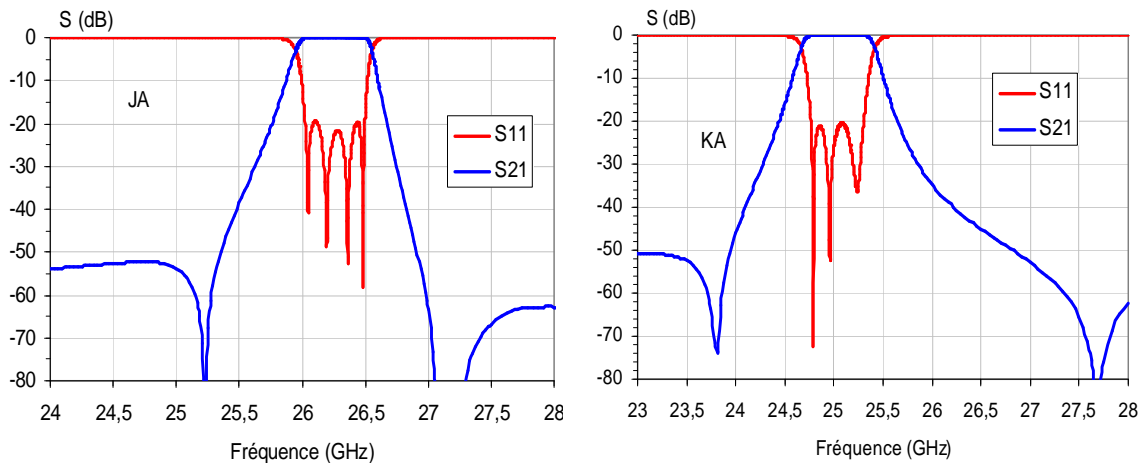


Figure 96 Réponses électromagnétiques des filtres JA et KA

Les deux filtres JA et Ka ont un coefficient de réflexion de -20 dB dans la bande passante. Des zéros de transmission sont visibles et sont attribués à des couplages entre résonateurs non adjacents.

III.4.6.2 Mesures des filtres 4 pôles

Les deux modules de filtrage sont brasés sur le substrat de RO4003. Grâce à un calibrage LRL effectuée sur une ligne microruban déposée sur un substrat de RO4003 nous pouvons déplacer nos plans de mesures aux niveaux des soudures. Ainsi les pertes dues à la ligne d'accès sur le substrat de RO4003 sont éliminées.

Les mesures des paramètres [S] du filtre JA, placé dans une cellule Wiltron, sont fournies Figure 97.

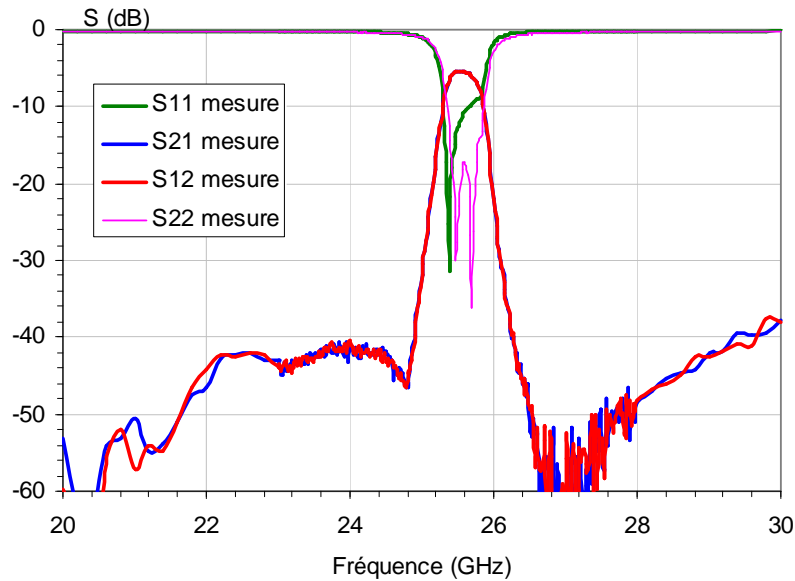


Figure 97 Réponses électromagnétiques mesurées du filtre JA

Le filtre a une fréquence centrale de 25,6 GHz et une bande passante de 540 MHz. Nous avons donc un décalage fréquentiel par rapport à la réponse théorique de 650 MHz qui s'explique par l'enterrement partiel des résonateurs dans le substrat de LTCC lors de la fabrication. Cet enterrement induit une localisation du champ électrique plus forte dans le substrat provoquant par la même occasion une augmentation de la permittivité effective des résonateurs.

Les pertes d'insertion dans la bande passante sont de 5,4 dB. Elles s'expliquent par la faible bande passante relative du filtre (2 %) et par la faible valeur du coefficient de qualité à vide des résonateurs (187). Cette estimation est obtenue à partir de la simulation sous le logiciel Momentum d'une ligne résonante découplée. La tangente de pertes du substrat est de $1,8 \cdot 10^{-3}$ à 26 GHz ce qui nous donne un coefficient de qualité dû aux pertes diélectriques de l'ordre de 760. La conductivité de l'encre Au indiquée dans le « LTCC design guide, chapter 1 » fournis par Thalès Microsonics est égale à $2,5 \cdot 10^7$ S/m. Le coefficient de qualité dû aux pertes métalliques est alors de 250. Le coefficient de qualité à vide des résonateurs dépend donc essentiellement de la conductivité de l'encre utilisée.

Enfin, la différence entre les paramètres S11 et S22 peuvent s'expliquer par un mauvais alignement du module LTCC sur le substrat de RO4003 ou bien par un mauvais calibrage.

III.5 Conclusion

L'utilisation d'une métallisation or, nous a permis d'obtenir des mesures de filtres plus en adéquation avec les résultats obtenus lors des simulations. Les décalages fréquentiels avec une métallisation or sont plus faibles qu'avec une métallisation argent. Cela signifie que les dimensions des résonateurs sont mieux respectées. Toutefois, si nous souhaitons limiter le décalage fréquentiel des filtres, nous devons prendre en compte l'effet induit par l'enterrement des lignes dans le substrat de LTCC sur la permittivité effective. Cette remarque s'applique à la structure renversée où les lignes sont partiellement enterrées. En effet, dans le cas de dispositifs triplaques, les lignes sont totalement enterrées.

Une retro simulation du filtre FA en considérant les pertes métalliques ($\sigma_{Au} = 2,5 \times 10^7$ S/m) et les pertes diélectriques ($\text{tg } \delta = 1,8 \times 10^3$) a été réalisée, nous obtenons ainsi la réponse de la Figure 98. De plus, pour prendre en compte l'enterrement de la ligne, nous avons augmenté la valeur de la permittivité effective. La permittivité effective, à la fréquence de 26 GHz, d'une ligne microruban en surface est de 4,53. Pour superposer les fréquences centrales des réponses des filtres rétro-simulés et mesurés, nous avons utilisé une permittivité effective de 4,77. La variation de la permittivité effective correspond à 5,3%.

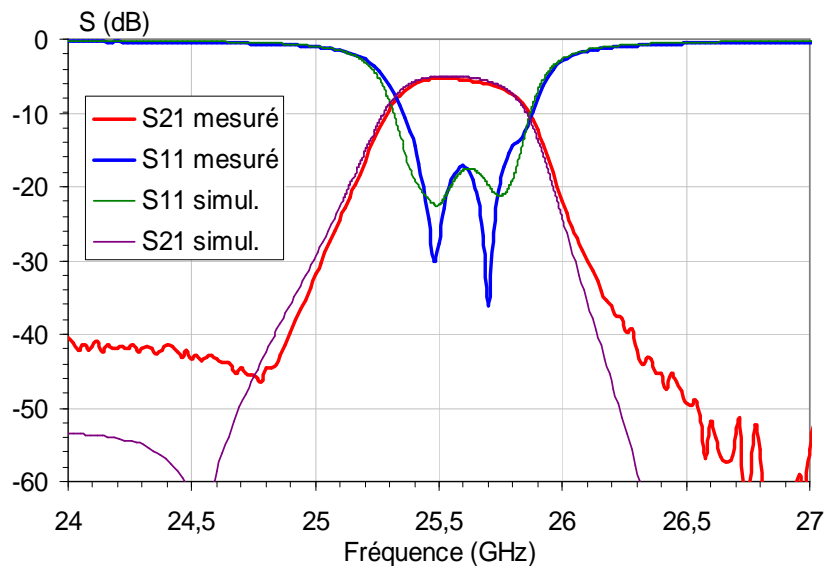


Figure 98 Rétro-simulation du filtre JA

Dans de futures réalisations, ces particularités doivent être prises en compte afin d'affiner un peu plus nos modèles simulés.

Nous nous sommes également intéressés à un autre type de module permettant de reporter sur une carte des circuits passifs et des circuits actifs.

IV Module permettant le report en surface de composant passifs et actifs

L'avantage de cette technique est que chaque circuit reporté et assemblé par une soudure peut faire appel à des technologies différentes (substrat, microélectronique,...) souvent incompatibles avec les moyens de production sur cartes. De plus, ces circuits peuvent être testés avant le report. Les inconvénients sont des performances électriques tributaires des désadaptations des liaisons entre la carte et le circuit reporté, ainsi qu'une moindre compacité.

Dans cette configuration, le signal doit transiter de la ligne microruban gravée sur la carte de RO4003 vers la couche supérieure du module LTCC par l'intermédiaire d'un trou métallisé. Des transitions verticales ont déjà été développées pour des applications LMDS principalement en utilisant la technologie coplanaire [79].

IV.1 Description du module

Les configurations et dimensions des motifs imprimés sur la carte mère sont proches de celles que nous avons détaillées pour le module LTCC précédent.

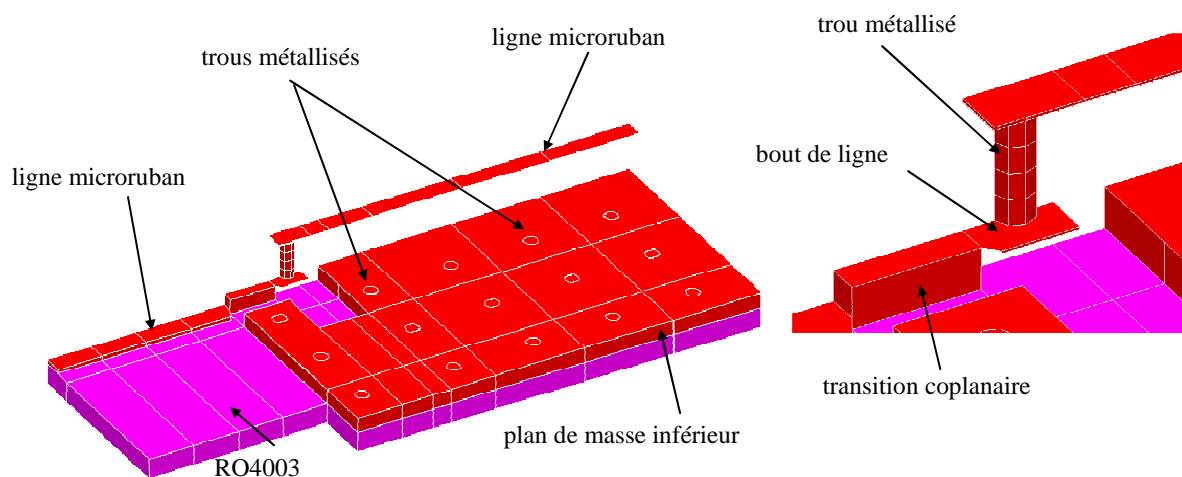


Figure 99 Transition utilisant une soudure et un trou métallisé

Le plan de masse déposé sur le RO4003 recouvre quasiment toute la surface du substrat, il n'y a plus de ruban de masse (Figure 99). Nous n'aurons plus de mode de résonance dans la cavité inhomogène comme précédemment.

Des rangées de trous métallisés d'un diamètre de 300 μm sont disposées dans le substrat de RO4003 pour relier les plans de masse et ainsi éliminer les modes parasites et isoler l'entrée de la sortie.

La transition coplanaire est reliée, par l'intermédiaire d'un trou métallisé à une ligne microruban déposée sur le substrat de LTCC. Un bout de ligne microruban de longueur 350 μm et de largeur 350 μm est placé entre la transition coplanaire et le trou métallisé.

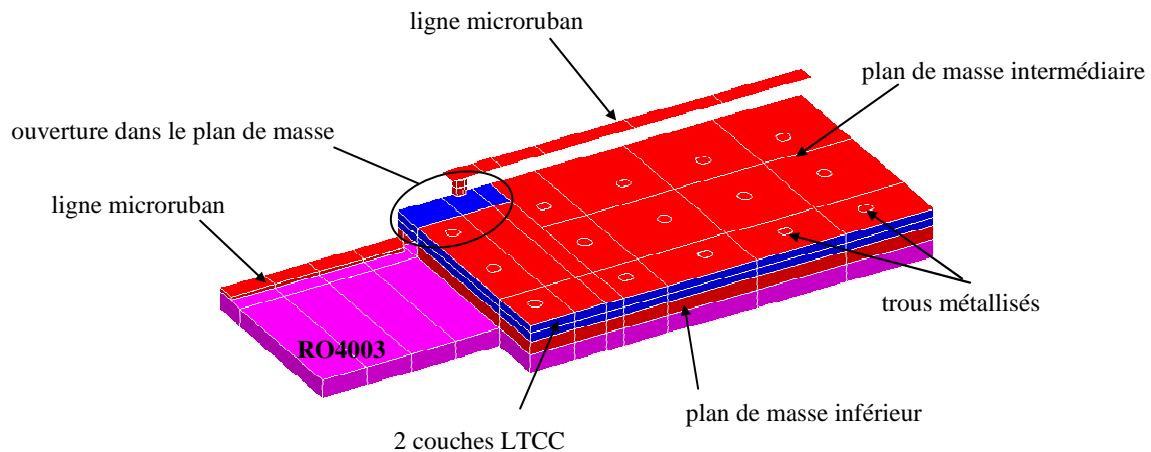


Figure 100 Plan de masse de séparation

Deux couches de substrat LTCC sont déposées sur le plan de masse inférieur. Un plan de masse intermédiaire comportant une ouverture afin de permettre le transit du signal par le trou métallisé est ajouté. Les dimensions de l'ouverture sont à optimiser pour que le signal soit le moins possible atténué. Des trous métallisés, placés dans les couches de LTCC entre les deux plans de masse et prolongés dans le substrat de RO4003, empêchent l'apparition de modes de résonance.

Trois couches de LTCC sont déposées sur le plan de masse intermédiaire (Figure 101). Le circuit passif ou actif se trouve alors sur la troisième couche. Le module LTCC comporte désormais un nombre total de 5 couches. Les trous métallisés, disposés à la périphérie du module LTCC, connectent entre eux tous les plans de masse. Un ruban de masse est gravé sur la dernière couche de LTCC pour relier les trous métallisés qui blindent latéralement la structure.

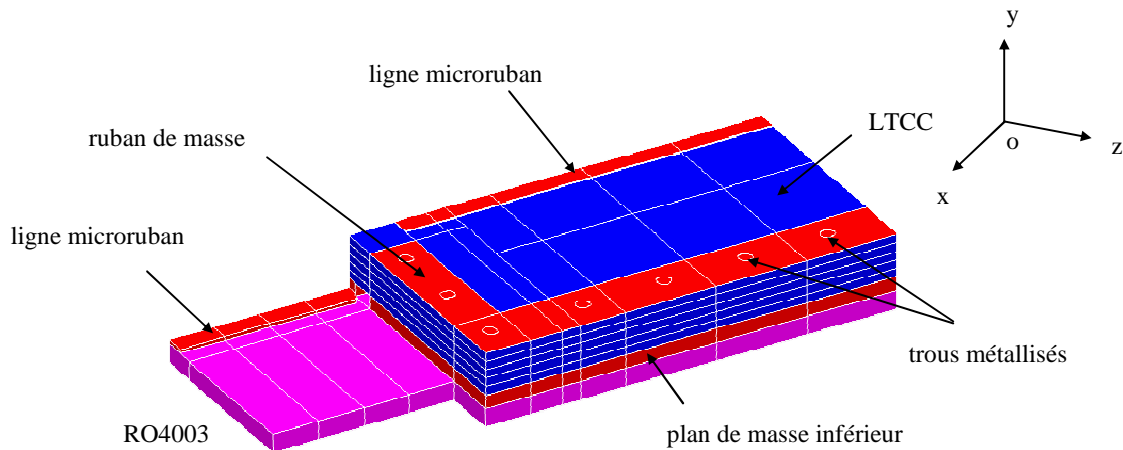


Figure 101 Ligne microruban reporté en surface

Dans un premier temps, une ligne microruban d'impédance caractéristique de 50Ω pour une largeur de ligne de $420 \mu\text{m}$, sera déposée sur la troisième couche de LTCC pour optimiser la transition.

IV.2 Analyse électromagnétique

Dans cette structure plus complexe, de nombreux paramètres sont à optimiser.

a) Bout de ligne microruban entre la ligne coplanaire et le trou métallisé :

Lors de l'assemblage, des décalages entre les couches peuvent se produire c'est pourquoi la connexion d'un trou métallisé sur une ligne se fait sur une surface égale au diamètre du trou métallisé augmenté de $50 \mu\text{m}$, soit un diamètre de $250 \mu\text{m}$. Le respect de ces contraintes fait que le bout de ligne microruban doit avoir une largeur et une longueur minimale de $250 \mu\text{m}$. Une étude de sensibilité a été menée sur l'effet induit par le décalage possible du trou métallisé. Quel que soit le décalage de cet élément, selon l'axe z de $\pm 50 \mu\text{m}$, la réponse électromagnétique de la transition est peu affectée. La réponse optimale est obtenue lorsque le bout de ligne microruban a une longueur de $350 \mu\text{m}$ et une largeur de $350 \mu\text{m}$.

b) Ouverture du plan de masse :

Deux formes d'ouvertures dans le plan de masse ont été testées. La première est une ouverture circulaire [74]. Une série de simulations, avec un diamètre d'ouverture variable, a montré que le coefficient de réflexion le plus faible est obtenu pour la plus large ouverture

dans le plan de masse. Nous avons également étudié une ouverture de forme rectangulaire. Celle-ci a donné les meilleurs résultats. Deux vues en coupe dans le plan de la transition coplanaire sont présentées sur la Figure 102.

L'impédance de la transition coplanaire est de 33Ω pour une ouverture circulaire et de 42Ω pour une ouverture rectangulaire.

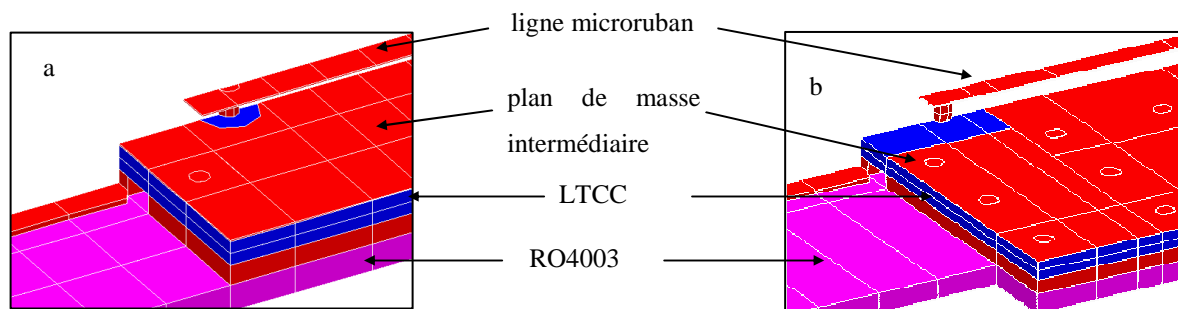


Figure 102 a) ouverture circulaire et b) ouverture rectangulaire

L'optimisation de tous ces paramètres a permis d'obtenir la réponse électromagnétique de la Figure 103.

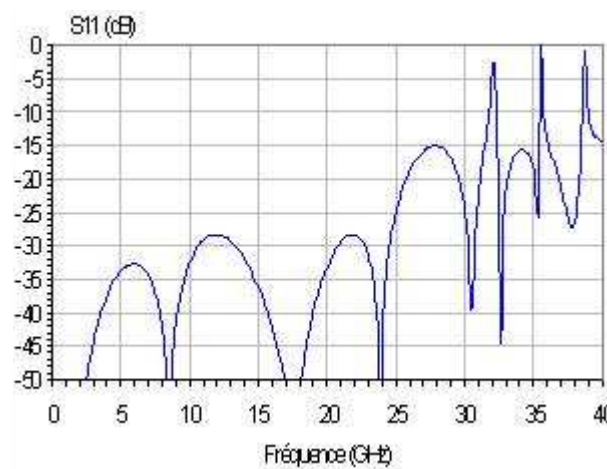


Figure 103 Coefficient de réflexion de la double transition optimisée

La transition offre un bon coefficient de réflexion sur une large bande, jusqu'à 30 GHz. Les résonances parasites présentes sur la réponse à partir de 32 GHz sont dues aux conditions aux limites lors de la simulation. En effet, la structure est simulée dans un milieu fermé par des conditions de mur électrique (Figure 104). Cette condition engendre des cavités, au-dessus de l'accès et au-dessus du module LTCC, susceptibles de résonner.

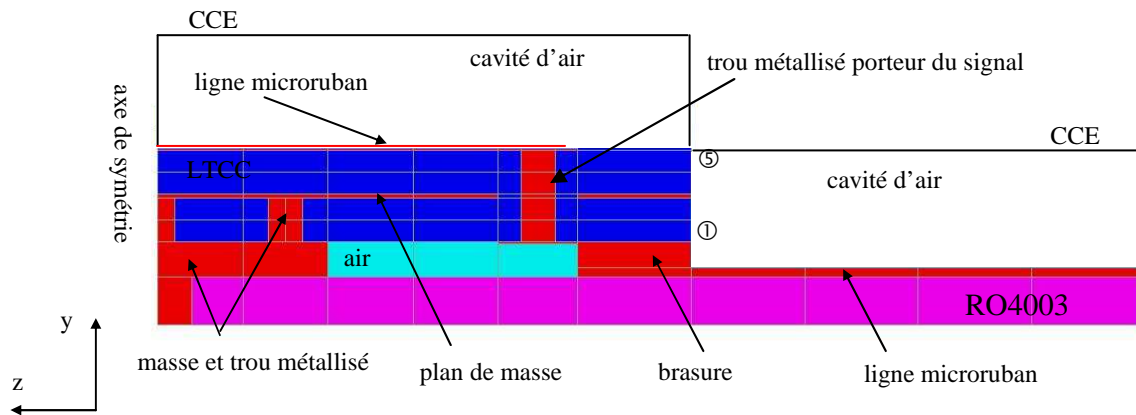


Figure 104 Vue en coupe de la structure simulée

Cette seconde structure a également été fabriquée par la société Thalès Microélectronique puis mesurée à l'IRCOM.

IV.3 Mesures des modules de report en surface

IV.3.1 Mesures des modules LTCC seuls

L'étalonnage de l'analyseur de réseau est effectué avec un kit LRM du commerce sur alumine. Les circuits sont placés dans la cellule Wiltron et mesurés entre les accès coplanaires. Les photographies de la Figure 105 présentent l'aspect des deux faces de l'un des circuits réalisés.

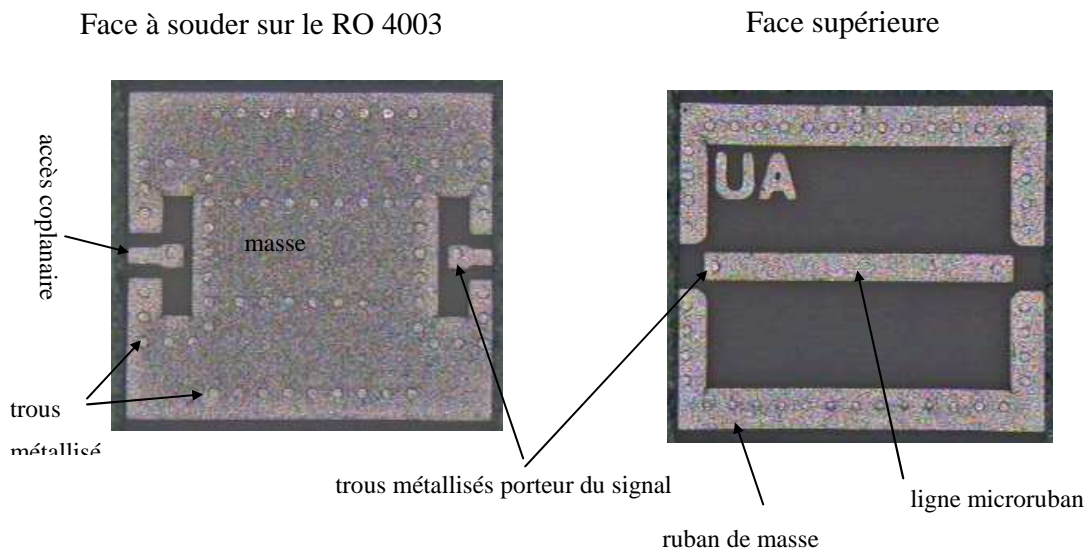


Figure 105 Photographies d'un module LTCC

Sur la photo de gauche, nous apercevons que le trou métallisé porteur du signal n'est pas placé au centre du bout de ligne microruban, d'où la nécessité d'avoir une ligne

suffisamment large. Sur la photo de droite, nous observons le même phénomène, près de l'extrémité gauche de la ligne microruban. De plus, les trous métallisés ne sont pas placés au milieu du ruban de masse.

Afin d'analyser les caractéristiques de la transition, nous avons fabriqué des lignes microrubans de différentes longueurs et un circuit ouvert. Les mesures sont reportées sur la Figure 106.

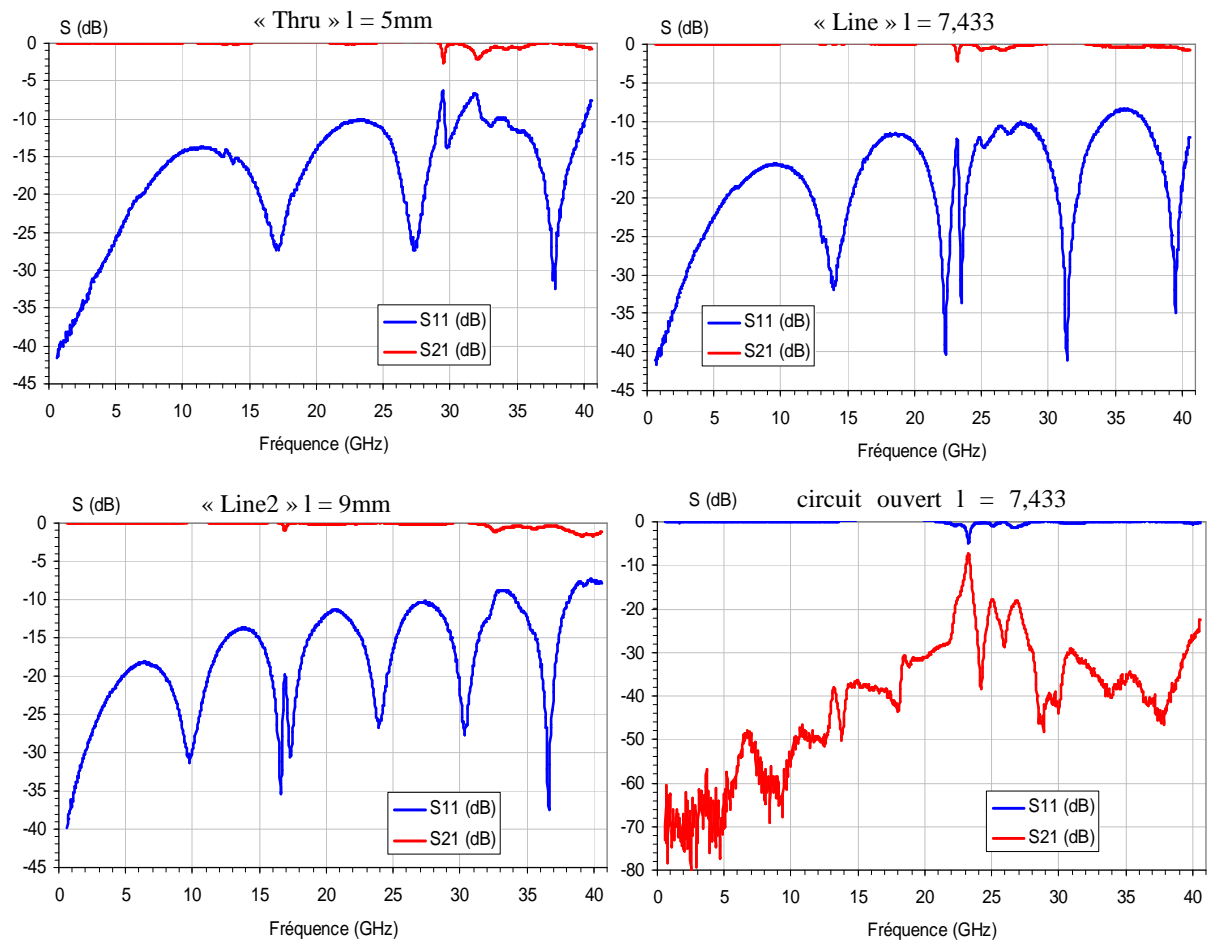


Figure 106 Mesures des motifs

Jusqu'à 30 GHz le coefficient de réflexion des différentes lignes est inférieur à -10 dB. Celui-ci pourrait être meilleur si nous n'avions pas une forte désadaptation aux accès coplanaires (impédance caractéristique 82Ω). Sur chacune des réponses, nous retrouvons un mode de résonance qui se décale en fonction de la longueur du module. Ce mode est le même que celui rencontré lors de l'étude de module LTCC avec une simple transition, et est lié au ruban de masse qui se trouve sur la face supérieure du module LTCC. Ainsi, pour confirmer cette hypothèse, nous avons fabriqué un autre module LTCC mais cette fois sans les rubans de masse sur la face supérieure, Figure 105.

IV.3.2 Mesures d'un module LTCC intégré sur le substrat de RO4003

La mesure s'effectue sur un module LTCC monté sur le substrat de RO4003. Sur ce module LTCC est gravé une ligne microruban de 8 mm de long. Les plans de cette structure sont détaillés dans l'annexe 2. Les mesures de la Figure 107 sont effectuées dans le plan des accès coplanaires du substrat de RO4003.

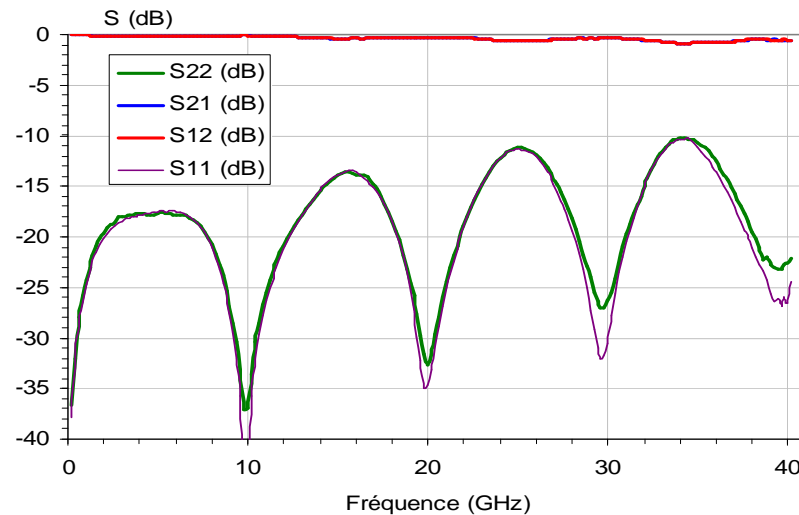


Figure 107 Mesure module de report en surface fixé sur le substrat de RO4003

Le coefficient de réflexion est inférieur à 10 dB sur toute la bande d'étude avec des pertes d'insertion de 0,9 dB à la fréquence de 34 GHz. Le positionnement de trous métallisés dans les couches 1 et 2 (cf. Figure 104) et le fait de ne pas avoir gravé de rubans de masse sur la face supérieure de la structure ont permis d'éliminer tous les modes parasites.

IV.4 Etude de l'ajout d'un capot métallique

Pour blinder et protéger les éléments passifs ou actifs reportés à la surface du module LTCC, nous avons étudié la possibilité d'ajouter un capot possédant des parois latérales d'une épaisseur de 1 mm. Celui-ci peut être fixé sur le module mais avec quelques modifications de la structure.

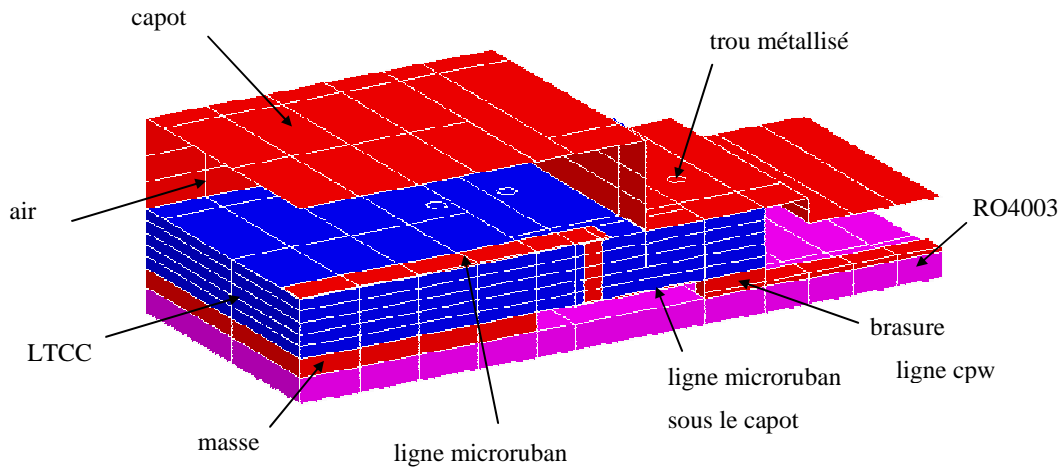


Figure 108 Ajout d'un capot sur le module LTCC

La ligne microruban placée après la ligne coplanaire sous le capot est allongée pour que le trou métallisé puisse amener le signal suffisamment loin de la paroi métallique du capot. L'analyse électromagnétique de cette structure modifiée est représentée sur la Figure 109.

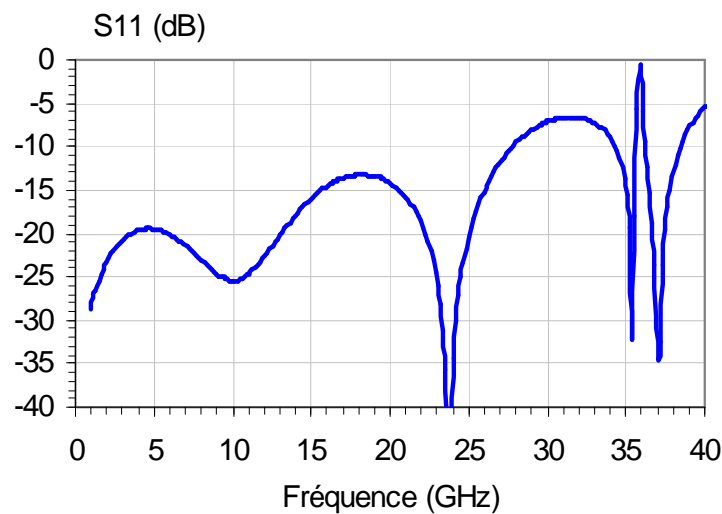


Figure 109 Coefficient de réflexion de la structure avec un capot

La réponse de la structure avec un boîtier est moins performante que celle obtenue sans boîtier. L'allongement de la ligne microruban sous le capot détériore le coefficient de réflexion de la structure, en effet celui-ci passe rapidement au-dessus des -10 dB à partir de 26 GHz.

Une deuxième solution pour éviter l'allongement de la ligne microruban a été envisagée. Dans ce cas, la brasure n'est plus pratiquée sur le bord du module LTCC comme le montre la Figure 110 mais avec un retrait de $500 \mu\text{m}$.

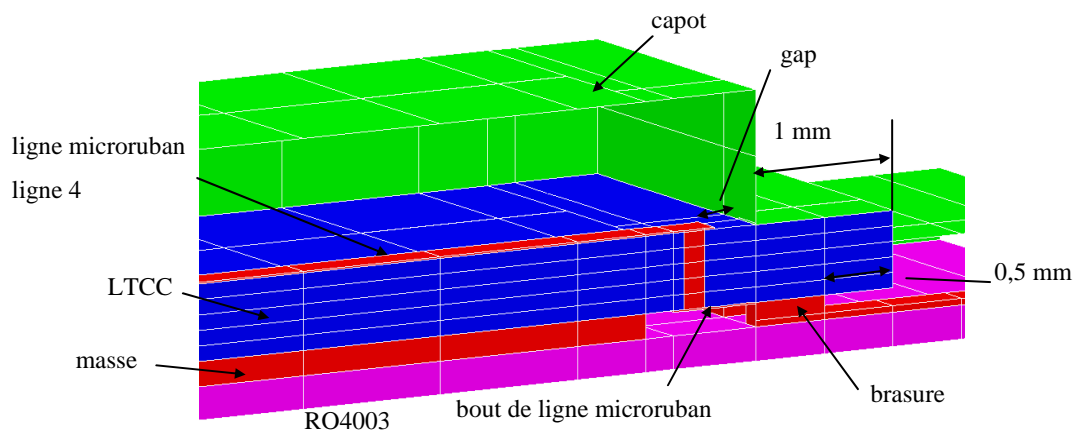


Figure 110 Brasure en retrait du bord du module LTCC

De ce fait, il n'est plus nécessaire d'allonger le bout de ligne microruban pour passer sous la paroi du boîtier. Nous retrouvons la configuration de la structure sans boîtier. La réponse obtenue est représentée sur la Figure 111.

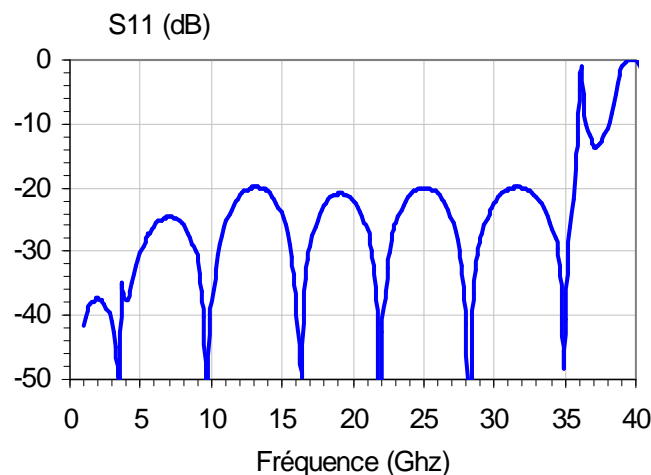


Figure 111 Coefficient de réflexion de la structure blindée électromagnétique avec un retrait de la brasure

Dans ce cas de figure, la réponse du système s'est nettement améliorée, le coefficient de réflexion est de -20 dB jusqu'à une fréquence de 35 GHz. Une résonance est présente à la fréquence de 37 GHz. La visualisation du champ électrique à cette fréquence montre un fort champ dans la zone du gap entre le bout de la ligne 4 et la paroi du boîtier (Figure 110).

Par manque de précision dans l'assemblage de cette structure, nous n'avons pas poursuivi nos recherches dans cette voie. Le retrait de la brasure par rapport au substrat de LTCC rend très délicat l'alignement des motifs du module LTCC sur la carte.

V Module triplaque

V.1 Description du module

Cette dernière structure reprend la topologie étudiée pour le module de report en surface. La connexion entre la ligne microruban sur le substrat de duroid RO4003 et le circuit multicouche LTCC est réalisée par une brasure. Le signal est guidé vers la ligne triplaque par un trou métallisé traversant l'épaisseur de 5 couches de LTCC. La ligne triplaque est à une distance égale du plan de masse supérieur et du plan de masse inférieur soit $275 \mu\text{m}$. Cette distance correspond à 3 fois l'épaisseur d'une couche de LTCC retranché de la demi épaisseur de la ligne microruban car celle ci est enterrée dans les couches lors du pressage. Des trous métallisés sont insérés dans les couches de LTCC et de RO4003 pour éliminer tous les modes parasites. D'autres trous métallisés à la périphérie du module LTCC garantissent le blindage de la structure.

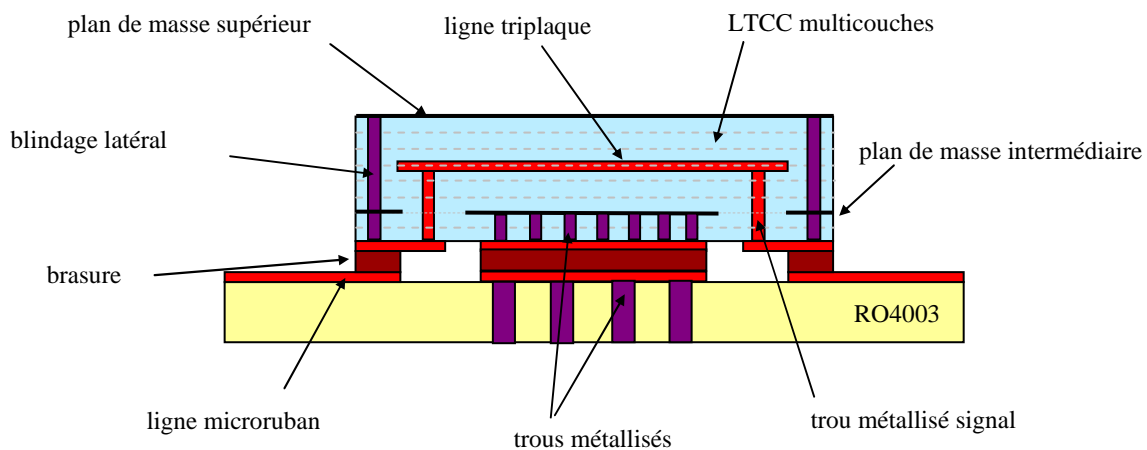


Figure 112 Vue en coupe du module triplaque

Le maillage de cette structure est construit à l'aide du logiciel FLUX3D pour être ensuite simulée et optimisée avec le logiciel EMXD. Sur les schémas de la Figure 113, la rangée de trous métallisés à la périphérie du module n'est pas représentée, car lors de la simulation nous avons considéré les bords du circuit comme des murs électriques parfaits. Les couches de RO4003 et de LTCC où de nombreux trous métallisés sont insérés, ne sont pas dessinées car elles sont considérées comme formant un bloc de masse uniforme et approximées par des murs électriques, Figure 113. Ces approximations permettent de diminuer la taille de la structure à simuler et donc les temps de calcul.

V.2 Analyse EM du module LTCC avec une ligne triplaque

Le maillage de la structure construit avec le logiciel Flux3D est présenté sur la Figure 113.

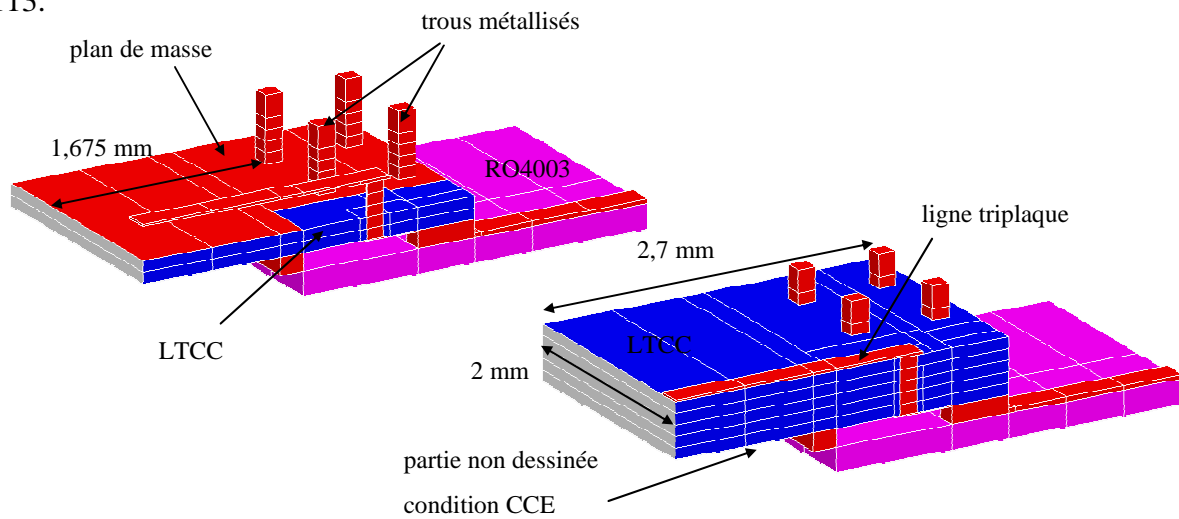


Figure 113 Vue tridimensionnelle du module triplaque

Des trous métallisés sont placés sur les côtés de la transition pour à la fois diminuer la taille du bloc LTCC susceptible de résonner et guider le signal. Le module LTCC à une longueur de 5,4 mm et une largeur de 4 mm. La ligne triplaque à une impédance caractéristique de 50Ω pour une largeur de ligne de $200 \mu\text{m}$. Pour réaliser cette transition, nous nous sommes inspirés des travaux présentés dans la littérature [69].

L'analyse électromagnétique du module LTCC triplaque fournit les résultats de la Figure 114.

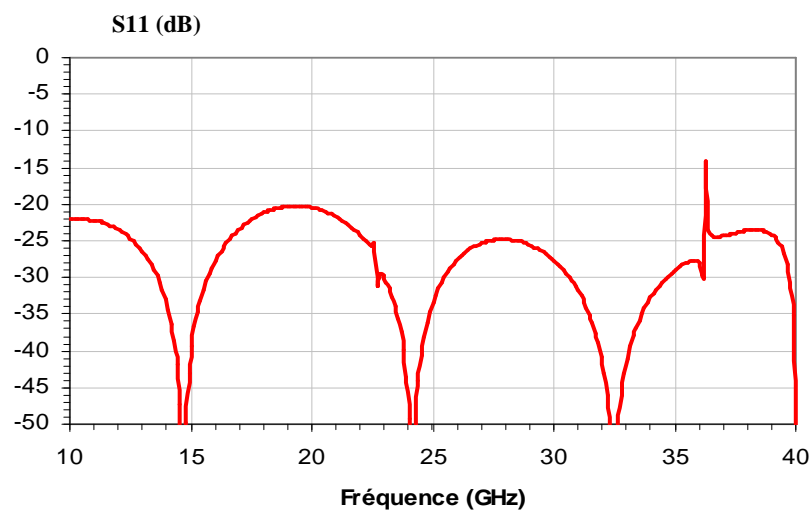


Figure 114 Coefficient de réflexion du module LTCC triplaque

Le module présente un faible coefficient de réflexion sur une large bande de fréquence. Deux pics de résonance sont visibles sur la réponse aux fréquences de 22,5 GHz et 36,2 GHz.

L'observation de la répartition du champ électrique dans la structure aux fréquences de résonances indiquées a permis de déterminer la nature des modes. Le champ électrique est localisé autour de la ligne triplaque. A cet endroit, nous avons un empilement de 6 couches de LTCC qui forment une cavité diélectrique de permittivité $\epsilon_r = 5,9$. Le premier mode de résonance dans cette cavité est le mode TE_{101} puis le mode TE_{102} . Des vues en coupe sur la Figure 115 montre la répartition des champs pour ces deux modes.

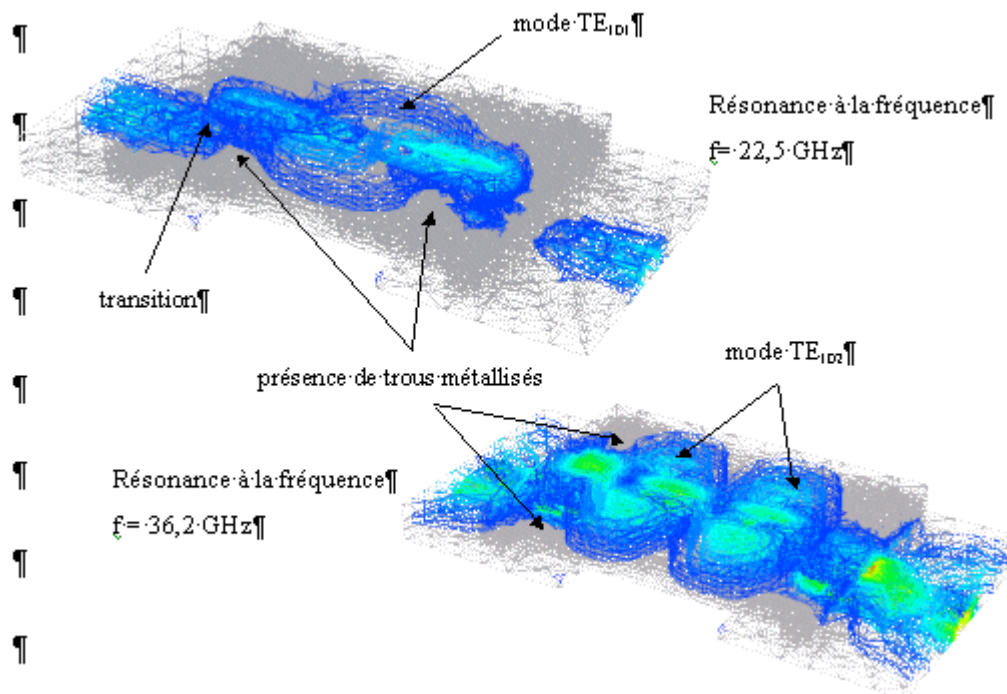


Figure 115 Résonance dans le substrat de LTCC

Les trous métallisés présents sur les côtés de la transition permettent de mieux guider le champ électrique vers la ligne triplaque mais aussi de limiter la cavité diélectrique. Afin d'améliorer le fonctionnement de la structure, les modes de résonances peuvent être décalés vers des fréquences plus élevées en insérant des trous métallisés à proximité des maximums de champ électrique. Par la suite, nous devrons tenir compte de cette remarque.

V.3 Mesures d'un module LTCC avec une ligne triplaque

Un module LTCC avec une ligne triplaque, d'une longueur de 7,165 mm, a été réalisé. Les plans de cette structure sont détaillés dans l'annexe 3. Des trous métallisés sont disposés de part et d'autre de la ligne triplaque afin d'éliminer tous les modes parasites présent dans le substrat de LTCC comme le montre la Figure 116.

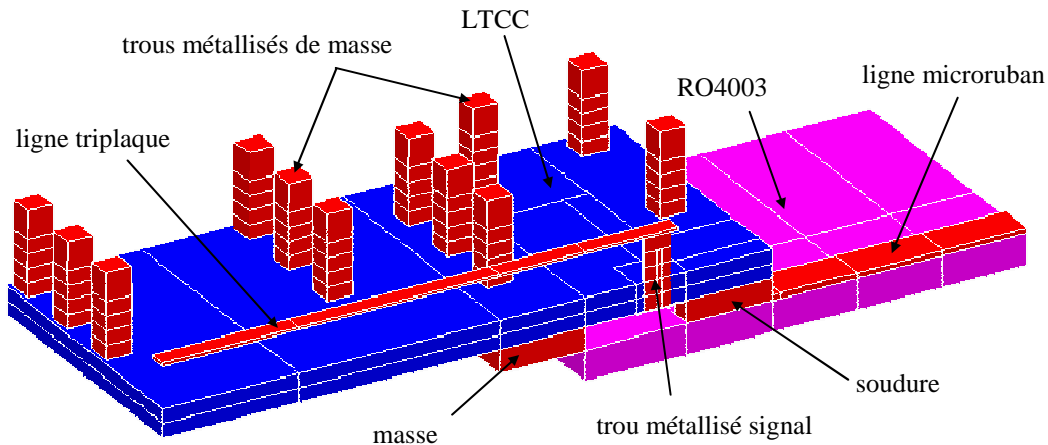


Figure 116 Ligne triplaque blindée latéralement

Cette structure est simplifiée car nous considérons qu'aucun champ électrique ne peut se propager dans la couche de RO4003 du fait de la présence de nombreux trous métallisés. Cela nous permet de limiter le nombre de nœuds de la structure pour pouvoir la simuler rapidement avec le logiciel EMXD.

La comparaison des résultats de simulation, avec deux hauteurs de soudure, et de mesures est donnée sur la Figure 117.

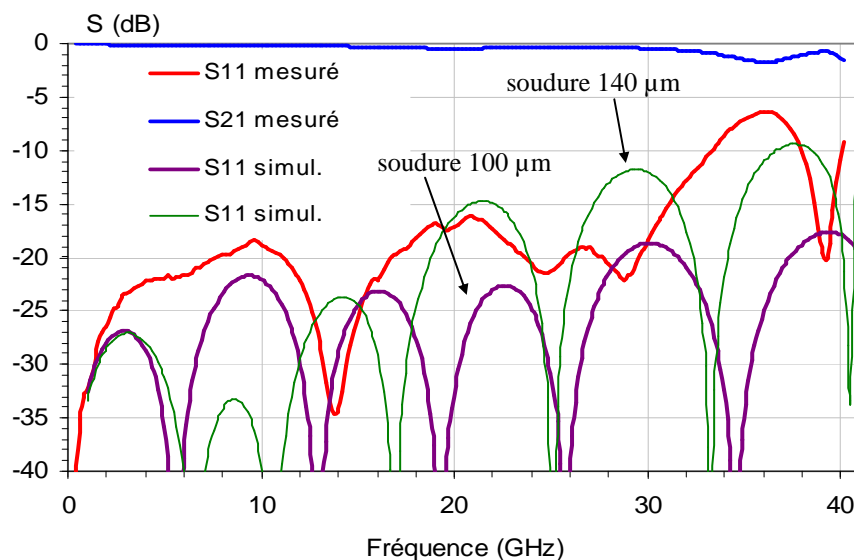


Figure 117 Mesures et simulation d'une ligne triplaque intégrée sur le substrat de RO4003

Jusqu'à 30 GHz, le coefficient de réflexion est inférieur à -15 dB et les pertes d'insertion sont inférieures à 0,46 dB. La réponse obtenue par simulation avec une épaisseur de soudure de 100 μm indique que les deux modes parasites sont éliminés lorsque nous disposons des vias le long de la ligne triplaque. Le coefficient de réflexion sur la réponse mesurée remonte fortement après la fréquence de 30 GHz, ceci semble provenir d'une épaisseur de soudure plus importante que prévue, égale à 140 μm .

V.4 Filtre planaire en technologie triplaque

Nous voulons insérer un filtre planaire à la place de la ligne triplaque. Ce filtre doit avoir une fréquence centrale de 26,25 GHz et une bande passante de l'ordre de 500 MHz.

V.4.1 Topologies des filtres triplaques

Deux objectifs sont fixés pour le développement et la réalisation du filtre :

Pour repousser le plus haut possible en fréquence les modes de résonance de la cavité, nous avons recherché une topologie de filtre qui occupe un minimum d'espace en longueur. Le passage d'un filtre en ligne microruban vers un filtre en lignes triplaques a permis de réduire la longueur des résonateurs. En effet, à fréquence de travail identique, la permittivité effective d'une ligne triplaque est plus élevée que celle d'une ligne microruban.

L'excitation des résonateurs aux accès du filtre doit se faire par contact pour limiter les problèmes dus aux imprécisions de gravure. Les dimensions des gaps entre les résonateurs doivent être suffisamment éloignées des limites de précision de la gravure. Dans le but d'obtenir une meilleure définition des dimensions du filtre, la couche de métallisation, sur ce niveau est exclusivement réalisée avec une encre à base d'or.

Le filtre développé est symétrique et comporte 4 résonateurs. La Figure 118 montre le filtre intégré dans le schéma complet du module LTCC.

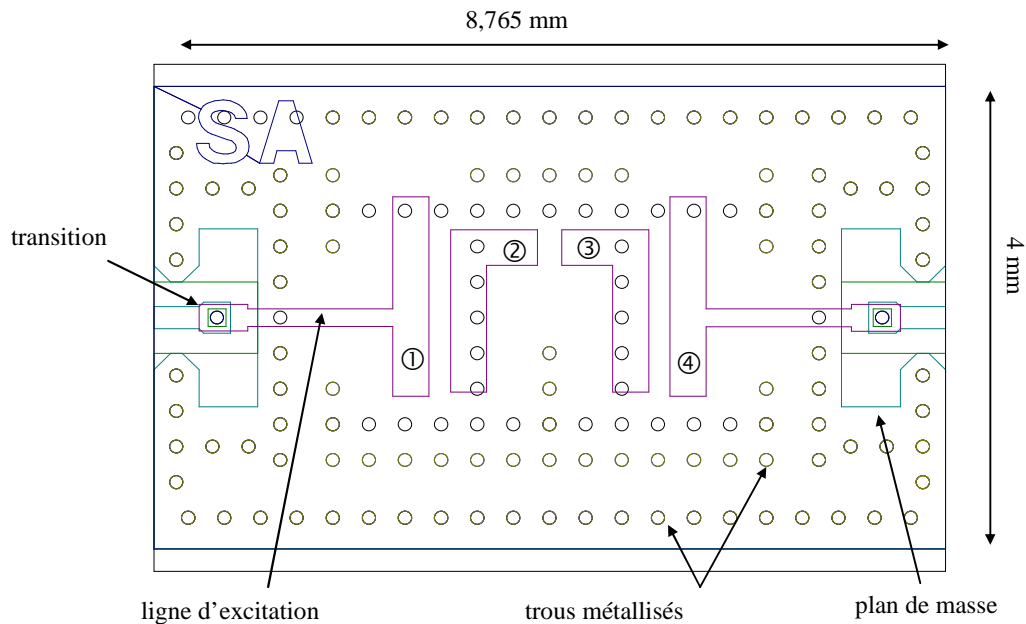


Figure 118 Schéma du module LTCC intégrant un filtre triplaque

La distance entre les résonateurs ①, ② et ③, ④ est égale à $244 \mu\text{m}$ et la distance entre les résonateurs ②, ③ est de $270 \mu\text{m}$. Les lignes d'excitations ont une impédance caractéristique de 50Ω et sont en contact direct avec les résonateurs ① et ④. Leurs extrémités sont plus larges pour recevoir les trous métallisés porteurs du signal.

Des trous métallisés entre le plan de masse supérieur et intermédiaire sont disposés tout autour du filtre afin de déplacer les modes parasites au-delà de la fréquence de travail. La distance entre les centres des trous métallisés est de $400 \mu\text{m}$, c'est à dire environ $\lambda/10$, ce qui garantit ainsi un mur électrique efficace contre les rayonnements.

Le filtre est simulé seul et optimisé avec le logiciel Momentum, bien adapté à l'analyse de dispositifs planaires.

V.4.2 Simulation électromagnétique avec Momentum

Le filtre est simulé dans le boîtier défini par les trous métallisés les plus externes dans le schéma de la Figure 118. Les autres trous métallisés présents autour du filtre sont représentés par des blocs métalliques (Figure 119) car ils sont suffisamment proches les uns des autres pour former un mur électrique parfait. Ces simplifications permettent de réduire les temps de calcul nécessaire à l'optimisation du filtre.

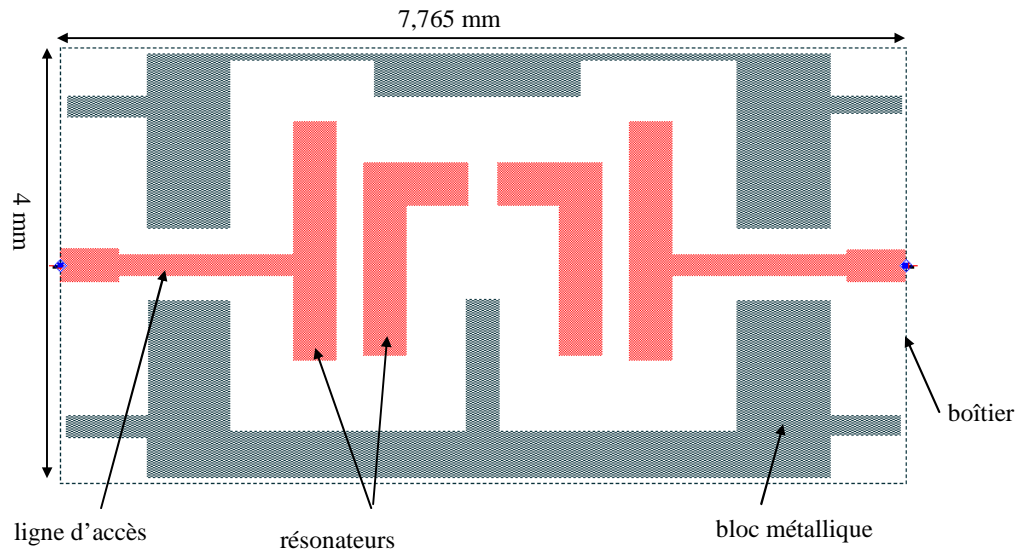


Figure 119 Simulation sous Momentum

La ligne triplaque déposée entre les plans de masse supérieur et intermédiaire a une épaisseur de $10\ \mu\text{m}$ (Figure 112). Pour tenir compte de l'enterrement de la métallisation lors de la compression des couches de LTCC, une épaisseur de $274\ \mu\text{m}$ de LTCC est utilisée au-dessus et au-dessous de la ligne triplaque lors des simulations comme indiqué sur la Figure 120.

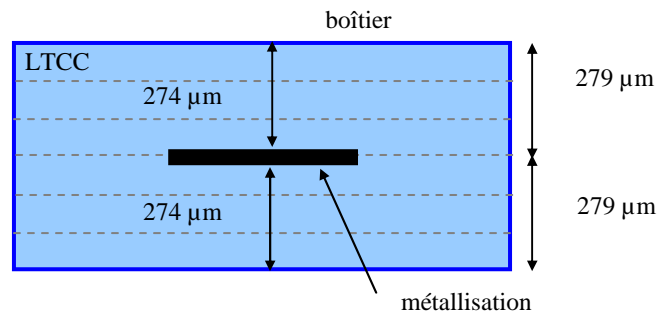


Figure 120 Vue en coupe de la ligne triplaque

Les simulations électromagnétiques de trois filtres de topologies similaires donnent les courbes présentées sur la Figure 121. Le filtre QA a une fréquence centrale de $26,75\ \text{GHz}$ et une bande passante de $700\ \text{MHz}$, le filtre RA a une fréquence centrale de $26,25\ \text{GHz}$ et une bande passante $670\ \text{MHz}$, et le filtre SA a une fréquence centrale de $25,75\ \text{GHz}$ et une bande passante $650\ \text{MHz}$.

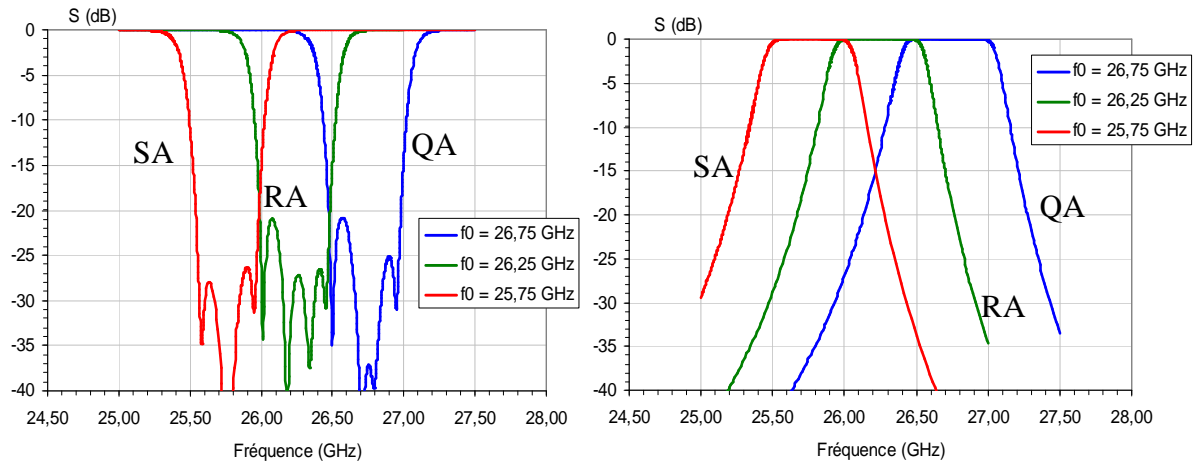


Figure 121 Réponses des 3 filtres

Les deux filtres supplémentaires sont réalisés dans le cas où nous aurions une translation vers les basses ou les hautes fréquences de la fréquence centrale.

Les bandes passantes des filtres sont légèrement supérieures au gabarit initial afin d'éviter d'avoir un filtre inutilisable car de bande passante trop étroite. Les filtres ont un faible coefficient de réflexion dans la bande passante. Ce point est essentiel, car nous devons compter avec les désadaptations dues à la transition.

V.4.3 Mesures des filtres triplaques

Les trois filtres QA, RA et SA ont été fabriqués et les mesures sont présentées sur les figures suivantes.

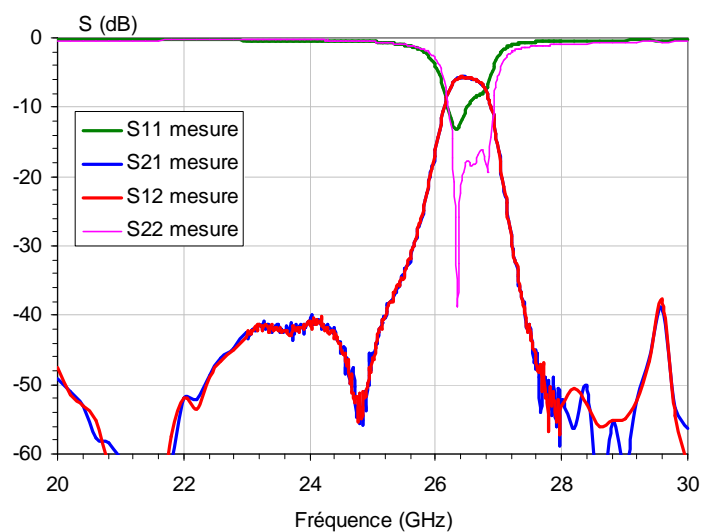


Figure 122 Mesure du filtre QA

Le filtre QA a une fréquence centrale de 26,5 GHz avec une bande passante de 700 MHz à -3 dB. Nous observons un décalage fréquentiel de 250 MHz et une bande passante à -3 dB respectée.

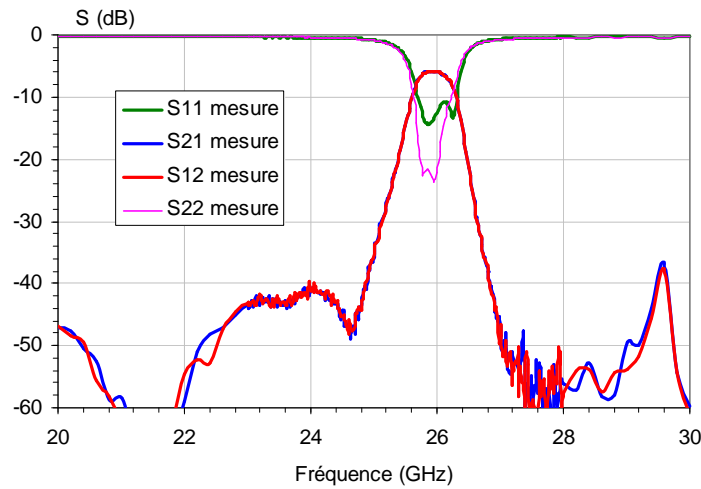


Figure 123 Mesure du filtre RA

Le filtre RA a une fréquence centrale de 25,98 GHz avec une bande passante de 640 MHz à -3 dB. Nous observons un décalage fréquentiel de 250 MHz et une diminution de la bande passante de 30 MHz.

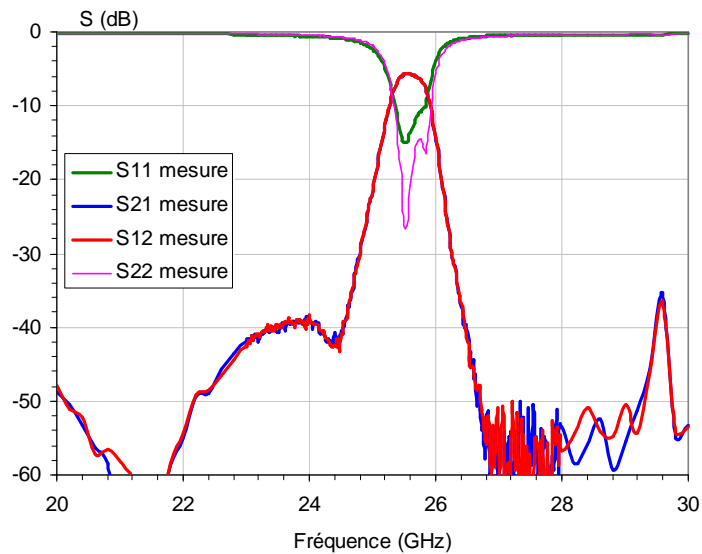


Figure 124 Mesure du filtre SA

Le filtre SA a une fréquence centrale de 25,6 GHz avec une bande passante de 560 MHz à -3 dB. Nous observons un décalage fréquentiel de 150 MHz et une diminution de la bande passante de 90 MHz.

V.5 Conclusion

Tous les filtres réalisés ont des pertes d'insertion dans la bande passante de l'ordre de 5,5 dB. Ces pertes d'insertion sont essentiellement dues à la bande passante relative de 2 % et au coefficient de qualité à vide des résonateurs de l'ordre de 160. Les coefficients de qualité diélectrique et électrique sont respectivement estimés à 780 et à 194. Le coefficient de qualité à vide est quasiment identique à celui estimé pour les résonateurs du filtre microruban car les pertes sont majoritairement métalliques. Enfin tous ces filtres bénéficient d'une bonne isolation, la réjection est supérieure à 40 dB sur une large bande.

Avec la technologie triplaque les décalages fréquentiels des filtres sont plus faibles qu'avec la technologie microruban. Dans le cas de la technologie triplaque, nous prenons parfaitement en compte l'enterrement des résonateurs dans les couches de LTCC. Ainsi, la permittivité effective que nous calculons est plus proche de la réalité. Nous pouvons donc affirmer que les décalages fréquentiels observés proviennent principalement des imprécisions de la gravure. Du fait de l'enterrement des lignes, il n'est pas possible de contrôler la précision de la gravure.

Enfin, l'utilisation d'une encre à base d'or s'avère obligatoire afin de réaliser des filtres avec un bon respect des caractéristiques électriques et une bonne reproductibilité.

VI Perspective - filtres suspendus

Toujours dans le cadre du projet EMILIE, il est également prévu de réaliser des filtres planaires suspendus. Dans ce dernier chapitre, nous allons présenter deux types de structures permettant de réaliser des filtres planaires suspendus.

L'emploi de lignes suspendues permet de diminuer les pertes et ainsi d'obtenir des coefficients de surtension plus grand pour les résonateurs formant le filtre. Une première estimation du coefficient de qualité à vide d'un résonateur nous donne une valeur de 264 à une fréquence de 26 GHz. Ce calcul a été effectué en tenant compte des pertes métalliques du cuivre et des pertes diélectriques. Les deux structures présentées utilisent des matériaux diélectriques à faible coût comme le RO4003 et le RO6002.

VI.1 Module intégrable en surface

VI.1.1 Description du module

Un substrat de RO4003 de 203 μm d'épaisseur est soudé sur un socle métallique. Les deux matériaux sont creusés et forment une cavité d'environ 1,2 mm de profondeur. Un substrat de RO6002 d'une épaisseur de 254 μm est fixé sur le substrat de RO4003. La fixation est réalisée à l'aide d'une brasure de 100 μm d'épaisseur. Le substrat de RO6002 a une permittivité de 2,94 et une tangente de pertes de $1,2 \times 10^{-3}$ à une fréquence de 10 GHz. Une partie de la surface du substrat de RO6002 est suspendue au-dessus de la cavité. Le capot est constitué d'un assemblage de deux couches de RO6002. La première couche est creusée pour obtenir les parois latérales du boîtier et la seconde est métallisée sur sa face inférieure pour former le capot. L'assemblage des trois couches de RO6002 est fait avec une colle conductrice de permittivité 2,7 et d'une épaisseur de 40 μm . Une vue en coupe du montage est présentée sur la Figure 125 ainsi qu'une vue en 3D sur la Figure 126. Les lignes microrubans sont en cuivre et d'une épaisseur de 40 μm .

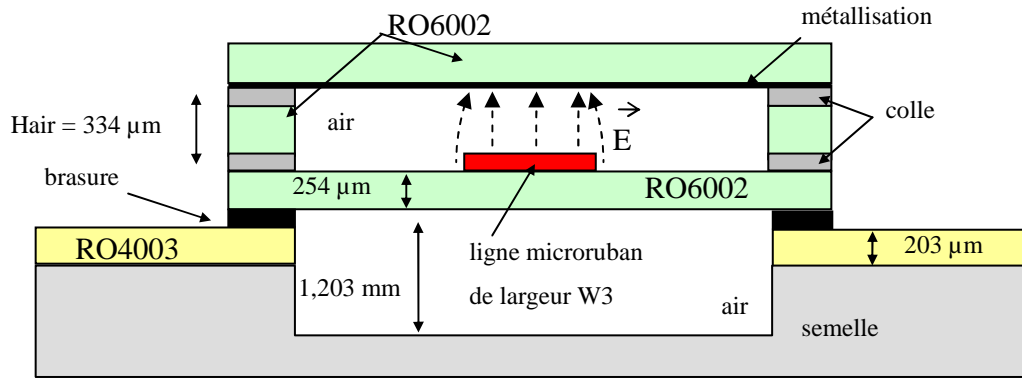


Figure 125 Vue en coupe d'une ligne suspendue

Le capot au-dessus de la ligne microruban est placé à une hauteur de 334 μm .

Avec ce type de structure, le champ électrique est principalement localisé dans l'air au-dessus de la ligne microruban. Ainsi, les pertes diélectriques sont beaucoup plus faibles.

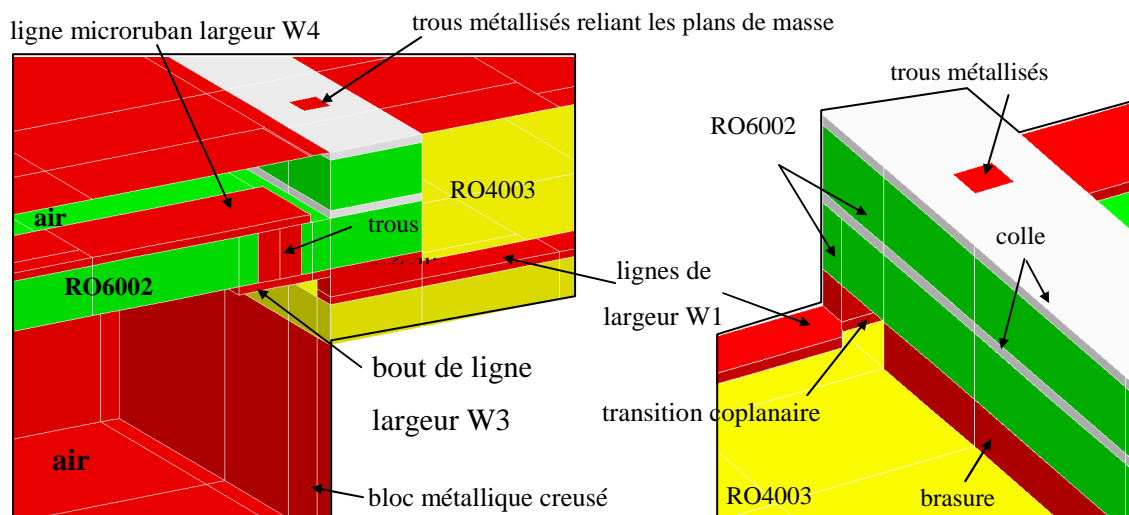


Figure 126 Vue 3D transition et accès coplanaire

Les plans de masse sont reliés par l'intermédiaire de trous métallisés qui permettent aussi le blindage latéral de la structure. La transition du signal entre les deux substrats se fait par l'intermédiaire d'un trou métallisé. Le bout de ligne microruban de largeur $W3$, supportant le trou métallisé, doit être assez long pour que le signal ressorte suffisamment loin de la bordure diélectrique en RO6002.

VI.1.2 Adaptation des lignes

L'évolution de l'impédance caractéristique de la ligne microruban gravée sur le RO6002 est présentée sur la Figure 127 en fonction de la hauteur du capot H_{air} et de la largeur de la ligne $W3$.

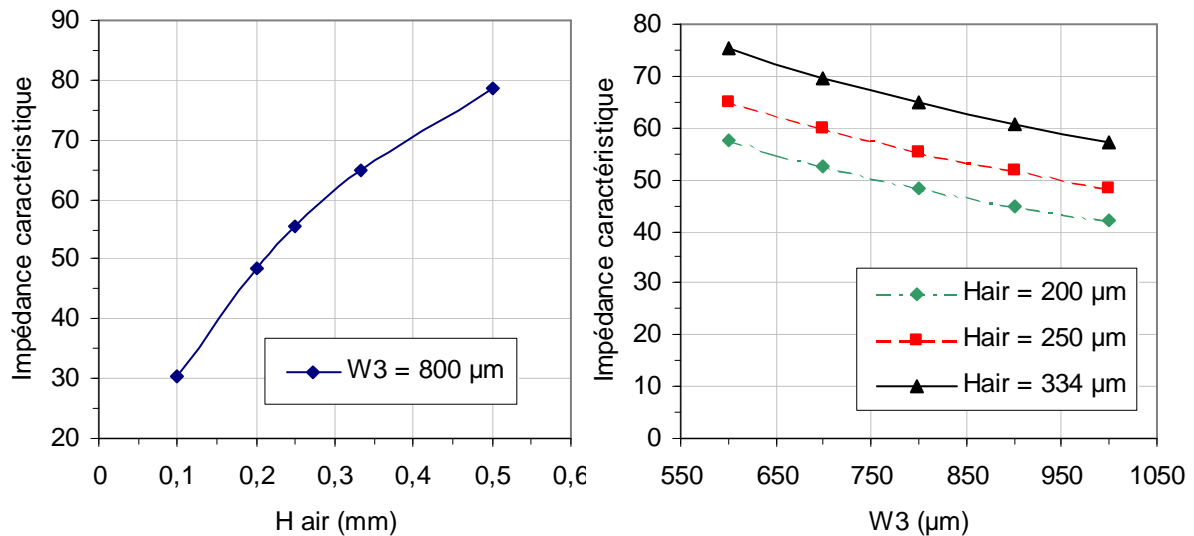


Figure 127 Evolution de l'impédance caractéristique de la ligne suspendue en fonction de Hair et W3

L'impédance de la ligne microruban suspendue dépend fortement de la hauteur du capot supérieur (Hair). Pour pouvoir adapter la ligne microruban sans avoir une trop grande largeur de ligne, nous devons prendre une hauteur du capot de l'ordre de 200 à 250 μm . Pour ces deux valeurs de Hair nous obtenons respectivement une largeur de ligne de 800 μm et 950 μm pour être adapté.

La ligne microruban déposée sur le substrat de RO4003 a une impédance caractéristique de 50 Ω pour une largeur $W1 = 430 \mu\text{m}$.

A partir de ces premières dimensions, nous avons fait une analyse électromagnétique globale de la structure.

VI.1.3 Optimisation

En raison de l'épaisseur des différentes couches de colle et du substrat de RO6002, nous ne pouvons pas avoir une hauteur de capot en dessous de 334 μm . La ligne microruban sur le substrat de RO4003 a une largeur $W1 = 430 \mu\text{m}$ et la ligne sur le substrat de RO6002 une largeur $W3 = 900 \mu\text{m}$. Cette dernière ligne a une impédance caractéristique de 60 Ω . Une adaptation à 50 Ω n'est pas envisageable car nous aurions une ligne trop large $> 1,1 \text{ mm}$.

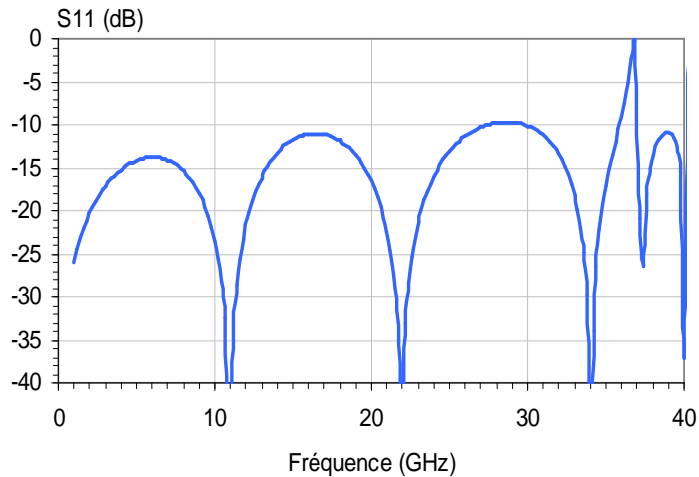


Figure 128 Coefficient de réflexion de la ligne suspendue avec un capot RO6002

Le coefficient de réflexion reste compris entre -15 dB et -10 dB sur la bande de 1 GHz à 35 GHz. Ceci est dû aux fortes désadaptations qui existent entre les lignes microrubans. La fréquence parasite à 37 GHz correspond à un mode de résonance dans la cavité d'air située au-dessus et au-dessous de la ligne suspendue.

Une seconde structure permettant de réaliser une transition plus simple et d'avoir une hauteur de capot Hair plus petite a été étudiée.

VI.2 Ligne suspendue sur RO6002

Cette structure est plus simple de réalisation que la structure présentée sur la Figure 125. Un substrat de RO6002 est déposé sur un bloc métallique creusé sur une profondeur Hair. La transition entre la ligne microruban et la ligne suspendue se fait par l'intermédiaire d'un trou métallisé qui traverse la couche de RO6002.

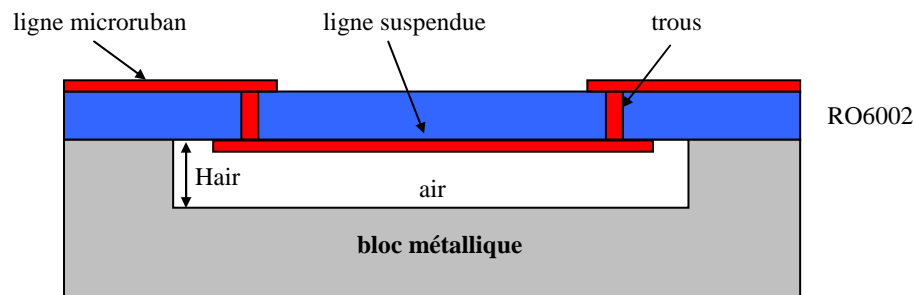


Figure 129 Vue en coupe de la deuxième ligne suspendue

L'analyse électromagnétique de cette structure permet d'obtenir la réponse de la Figure 130. La hauteur du capot Hair est de $200\ \mu\text{m}$ avec une largeur de ligne suspendue de $800\ \mu\text{m}$.

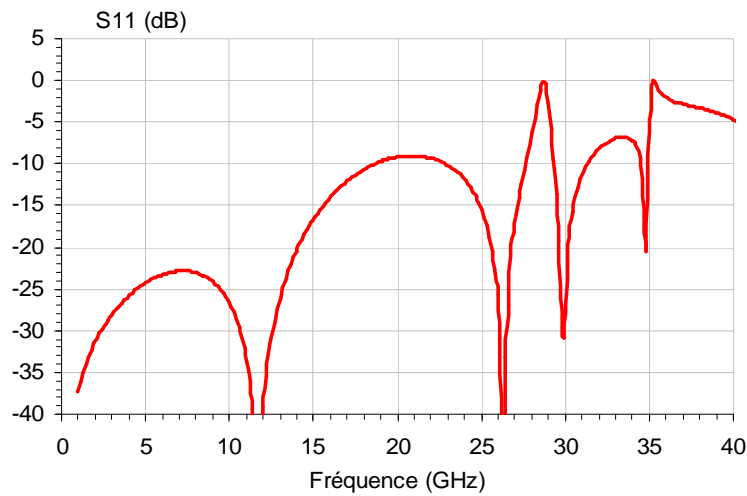


Figure 130 Coefficient de réflexion de la ligne suspendue sur substrat de RO6002

Le coefficient de réflexion S11 remonte au-dessus de 10 dB à partir de 20 GHz.

Des résonances apparaissent à 27 GHz et 35 GHz dans la cavité creusée dans le bloc métallique. Des optimisations sont à réaliser sur différents paramètres de la structure pour tenter de diminuer le coefficient de réflexion sur une bande passante la plus large possible.

VII Conclusion

Dans ce chapitre, à partir de la technologie céramique cocuite à basse température, nous avons développé et optimisé différentes transitions ligne microruban vers ligne microruban ou triplaque. La réalisation de transitions bien adaptées sur une large bande de fréquence est essentielle pour le développement de filtres planaires, ou tout autre circuit passif ou actif, faciles à insérer sur une carte d'émission réception LMDS.

Les premiers filtres que nous avons réalisés ont été gravés avec une encre à base d'argent. Les mesures ont montré des décalages fréquentiels importants par rapport aux modèles simulés. Des mesures pratiquées sur les dimensions des circuits nous ont indiqué que toutes les lignes étaient surdimensionnées alors que les gaps étaient sous dimensionnés. Afin d'améliorer la précision de gravure des résonateurs et des systèmes d'excitation sur le substrat de LTCC, nous avons utilisé une encre à base d'or.

Avec cette encre, nous avons réalisé des filtres utilisant la technologie microruban et la technologie triplaque.

Sur les mesures des filtres 4 pôles à technologie microruban nous avons constaté un décalage fréquentiels d'environ 650 MHz, lié à l'enfoncement partiel de la ligne microruban dans le substrat de LTCC qui intervient lors de la phase de pressage des couches. Cet enfoncement modifie la répartition du champ électrique autour de la ligne microruban et augmente la permittivité effective. Dans de futures réalisations, nous devons dans nos simulations ajuster la permittivité du LTCC pour prendre en compte ce phénomène.

Nous avons aussi développé un filtre planaire 4 pôles totalement blindé par des plans de masses supérieur et inférieur et par des vias disposés tout autour du filtre. Ces vias nous ont aussi permis de déplacer vers des fréquences plus élevées, les modes de résonances présents dans notre structure. Des décalages fréquentiels d'environ 200 MHz, plus faibles qu'avec la technologie microruban, ont été observés. Ces décalages peuvent s'expliquer par une mauvaise connaissance de la permittivité effective de la ligne enterrée due à la diffusion de l'encre conductrice dans le substrat, mais peuvent aussi provenir d'imprécisions dans les dimensions des filtres.

Enfin, nous avons noté que les filtres présentaient des pertes d'insertion élevées (de l'ordre de 5,6 dB). Ces pertes s'expliquent par la faible bande passante relative de 2 % et par la faible valeur du coefficient de qualité à vide (proche de 170). Les pertes d'insertion des différents filtres sont du même ordre de grandeur quelle que soit la technologie utilisée, microruban ou triplaque, car les pertes diélectriques sont faibles devant les pertes métalliques.

Références bibliographiques

- [67] **A. Jentzch, W. Heinrich** “Optimization of flip-chip interconnects for millimeter wave frequencies” IEEE International Microwave Symposium Digest, vol 2, 1999, pp. 637-640
- [68] **G. E. Ponchack, D. Chen, J.-G. Yook, L. P. B. Katehi** “Characterization of plated via hole fences for isolation between stripline circuits in LTCC packages” IEEE International Microwave Symposium Digest, vol 3, n° 98, 1998, pp. 1831-1834
- [69] **F. J. Schmückle, A. Jentzch, W. Heinrich, J. Butz, M. Spinnler** “LTCC as MCM substrate : Design of strip-line structures and flip-chip interconnects” IEEE International Microwave Symposium Digest, vol 3, n° 1, 2001, pp. 1903-1906
- [70] **F. J. Schmückle, A. Jentzch, C. Gässler, P. Marschall, D. Geiger, W. Heinrich** “40 GHz hot via flip-chip interconnects” IEEE International Microwave Symposium Digest, 2003, pp. 1167-1170
- [71] **B. A. Kopp, A. S. Francomacaro, J. Hopkins** “Miniaturized stripline circuitry utilizing low temperature cofired ceramic (LTCC) technology” IEEE International Microwave Symposium Digest, 1992, pp.1513-1516
- [72] **I. Ferrer, J. Svedin** “A 60 GHz image rejection filter manufactured using a high resolution LTCC screen printing process” 33 rd European Microwave Conference, Munich 2003, pp. 423-425
- [73] **A. Bailey, W. Foley, M. Hageman, C. Murray, A. Piloto, K. Sparks, K. Zaki** “Miniature LTCC filters digital receivers” IEEE International Microwave Symposium Digest, vol 2, 1997, pp. 999-1002
- [74] **J. Heyen, A. Gordiyendo, P. Heide, A. F. Jacob** “Vertical feedthroughs for millimetre-wave LTCC modules” 33 rd European Microwave Conference, Munich 2003, pp.411-414
- [75] **M. J. Rosário, F. Le-Strat P-F. Alléaume, J. C. Vaz, J. Schroth, T. Müller, J. C. Freire** “Low cost LTCC filters for a 30 GHz satellite system” 33 rd European Microwave Conference, Munich 2003, pp. 817-820
- [76] **H. Kanno, H. Ogura, K. Takahashi** “Surface mountable liquid crystal polymer package with vertical via transition compensating wire inductance up to V-Band” IEEE International Microwave Symposium Digest, 2003, pp. 1159-162

-
- [77] **T. Tischler, M. Rudolph, A. Kilk, W. Heinrich** “Via arrays for grounding in multilayer packaging – Frequency limits and design rules” IEEE International Microwave Symposium Digest, 2003, pp. 1147-1150
- [78] **R. Kulke, W. Simon, C. Günner, G. Möllenbeck, D. Köther, M. Rittweger** “RF-Benchmark up to 40 GHz for various LTCC low loss tapes” IMAPS-Nordic, Stockholm 2002
- [79] **A. Panther, C. Glaser, M. G. Stubbs, J. S. Wight** “Vertical transitions in low temperature co-fired ceramics for LMDS applications” IEEE International Microwave Symposium Digest, vol 3, 2001, pp.1907-1910

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Ces travaux de recherche sont consacrés à la conception, l'optimisation, la réalisation et le test de filtres planaires utilisant la technologie des supraconducteurs pour les communications mobiles (UMTS) et la technologie LTCC pour des liaisons Internet à haut débit sans fil (LMDS).

Dans le *premier chapitre*, nous avons décrit les deux technologies employées. En ce qui concerne la technologie supraconductrice, nous avons vu quelles étaient les possibilités dans le choix du substrat, des dépôts et de la gravure pour obtenir des films minces avec une très faible résistivité. Nous nous sommes ensuite intéressés à la modélisation des matériaux à haute température critique pour pouvoir prendre en compte leurs caractéristiques dans le logiciel de simulation électromagnétique 2,5 D, Momentum. Au travers d'exemples, nous avons montré diverses formes de résonateurs développés spécifiquement pour le filtrage microonde utilisant les matériaux supraconducteurs.

Nous avons ensuite présenté la technologie LTCC et ses atouts dans la réduction des coûts, la miniaturisation et l'augmentation des performances des circuits. Nous avons décrit le procédé de fabrication des circuits LTCC et noté les contraintes physiques, imposées par le rétrécissement des couches LTCC selon les axes (x, y, z), sur le dessin des circuits. Le concepteur doit donc respecter les règles strictes de dessin fournis par les constructeurs. Nous avons conclu ce chapitre, en décrivant quelques exemples de réalisations avec les matériaux LTCC, comme l'enterrement de composants passifs et le report en surface de composants actifs.

Dans le *second chapitre*, nous nous sommes intéressés à la conception de filtres supraconducteurs sélectifs à bande passante étroite dans le cadre du projet RNRT SUPRACOM. Le cahier des charges imposé nous a permis de déterminer le nombre de résonateurs nécessaires. Un filtre quasi-elliptique comportant 12 résonateurs a été développé sur un substrat de LaAlO_3 . La forte permittivité de ce substrat permet de réduire l'espace occupé par le filtre. L'optimisation de ce filtre n'a pu aboutir à cause de la présence de couplages parasites entre certains résonateurs. Ces modes provoquent de fortes remontées du coefficient de transmission S_{21} , sur les bords de bande du filtre, limitant ainsi la sélectivité.

Après modification du cahier des charges par les partenaires du projet, nous avons du employer un substrat de MgO qui possède une permittivité beaucoup plus faible.

Nous avons donc développé une nouvelle topologie de résonateurs plus compacts afin de limiter l'encombrement du filtre. Pour respecter également les contraintes d'espace, nous avons limité le nombre de résonateurs à 10, cela s'est donc accompagné d'un relâchement des contraintes sur la sélectivité. Ce filtre Tchebyshev a été réalisé et mesuré par THALES MICROWAVE dans son boîtier cryogénique. Les mesures, obtenues sans aucun réglage, présentent de faibles pertes d'insertion (< 1 dB), un coefficient de réflexion, en milieu de bande, de -12 dB et de -5 dB en bordure de bande. La bande passante à -3 dB est légèrement inférieure à 10 MHz et la réjection atteint -70 dB. Le problème rencontré sur le bord de bande peut provenir d'une modification ponctuelle de la permittivité ou de la hauteur du substrat ou des mauvaises dimensions d'un des résonateurs.

Ces résultats sont encourageants, ils montrent qu'il est possible de réaliser des filtres sur de grandes surfaces de substrat et comportant un grand nombre de pôles sans vis de réglage. Par contre, dans ce cas il est nécessaire de sélectionner les substrats utilisés et d'avoir des précisions de gravure de l'ordre du micromètre.

Un deuxième filtre, quasi-elliptique, qui reprend la topologie du filtre Tchebyshev a été optimisé. La création d'un rétro-couplage à l'aide d'une ligne microruban entre deux résonateurs nous a permis d'augmenter la sélectivité du filtre tout en conservant le même nombre de résonateurs. Ce filtre, plus délicat à optimiser, présente un coefficient de réflexion dans la bande passante de -16 dB et une réjection supérieure à -60 dB. Ce filtre ainsi que des résonateurs ont été réalisés par la société allemande Théva. Une attention particulière a été apportée sur le choix du substrat. Les mesures sont actuellement en cours.

Dans le *troisième chapitre*, dans le cadre du projet RNRT EMILIE nous nous sommes intéressé au report flip chip ou en surface en technologie LTCC sur une carte mère utilisant des substrats bas coûts et donc non adaptés à la réalisation de fonctions microondes. Dans un premiers temps, diverses transitions ont été étudiées.

La première, réalisée pour le report « flip-chip » d'un filtre planaire a été optimisé à l'IRCOM puis fabriquée par la société Thalès Microelectronics. Les mesures présentent un coefficient de réflexion S_{11} inférieur à -20 dB sur une large bande de fréquence [5-40 GHz]. Un mode de résonance présent dans la cavité, sous le module LTCC reporté, limite

l'utilisation de cette bande de fréquence. Des filtres ont ensuite été associés à cette transition optimisée. Les premières réalisations, avec une encre argent, nous ont donné des résultats très éloignés de nos attentes. Des mesures sur les dimensions des circuits ont mis en évidence des problèmes de précision.

Les filtres 4 pôles réalisés ensuite, présentent des réponses satisfaisantes, un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB et une réjection de -40 dB. Les pertes d'insertions d'environ -6 dB proviennent de la faible valeur du coefficient de qualité à vide des résonateurs (de l'ordre de 180) et d'une faible bande passante relative (2%). Les décalages fréquentiels que nous avons observé sont liés à la non prise en compte de l'enterrement des lignes dans le substrat LTCC lors de la conception.

Des simulations en 3D à l'aide du logiciel EMXD, méthodes des éléments finis développé à l'IRCOM, sur des lignes microruban partiellement enterrées devrait permettre d'étudier l'évolution de la permittivité effective afin de l'introduire lors des prochaines conceptions.

Une deuxième transition, constituée d'une ligne microruban et d'une ligne triplaque a été optimisée puis fabriquée pour le report d'un filtre en technologie triplaque sur la carte mère. Les mesures de la transition présentent un coefficient de réflexion inférieur à -15 dB jusqu'à 30 GHz. Des rétro-simulations ont permis de montrer l'influence de la hauteur de la soudure sur le coefficient de réflexion pour des fréquences supérieures à 30 GHz. Des filtres 4 pôles ont été ensuite réalisés avec des résonateurs triplaques. Les coefficients de réflexion et de transmission obtenus dans ce cas sont proches de nos attentes.

Les perspectives de ce travail, dans le cadre du projet EMILIE, concernent l'optimisation d'une transition pour la réalisation de filtres suspendus sur un substrat de RO6002. D'autre part, les filtres étudiés au cours de cette thèse n'ont pas été développés en tenant compte des possibilités multicouches offertes par la technologie LTCC. Ces premières études ont permis de montrer rapidement la faisabilité de réaliser des filtres à 26 GHz en technologie LTCC. Il serait intéressant de concevoir et d'optimiser un filtre en 3D pour diminuer son encombrement ce qui devrait également limiter l'apparition de modes parasites.

Annexes

Annexe 1

Les schémas représentent les dimensions des modules AB (substrat de RO4003) et AA (substrat de LTCC).

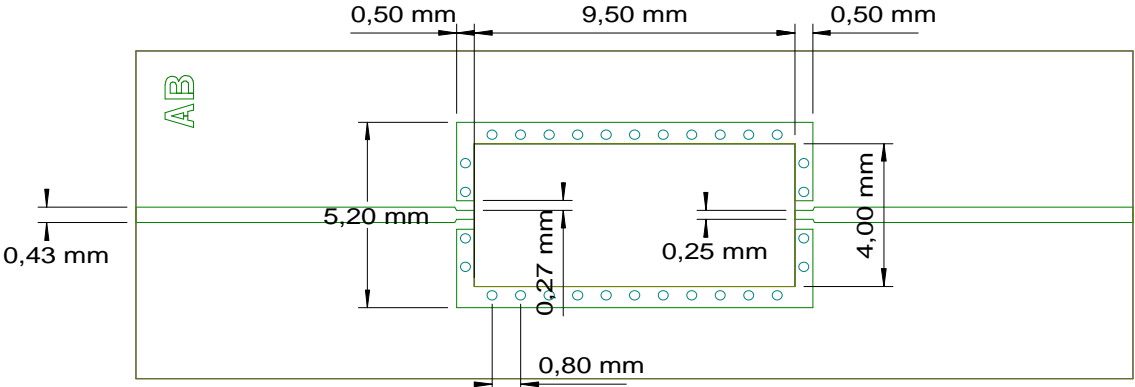


Figure A1 - 1

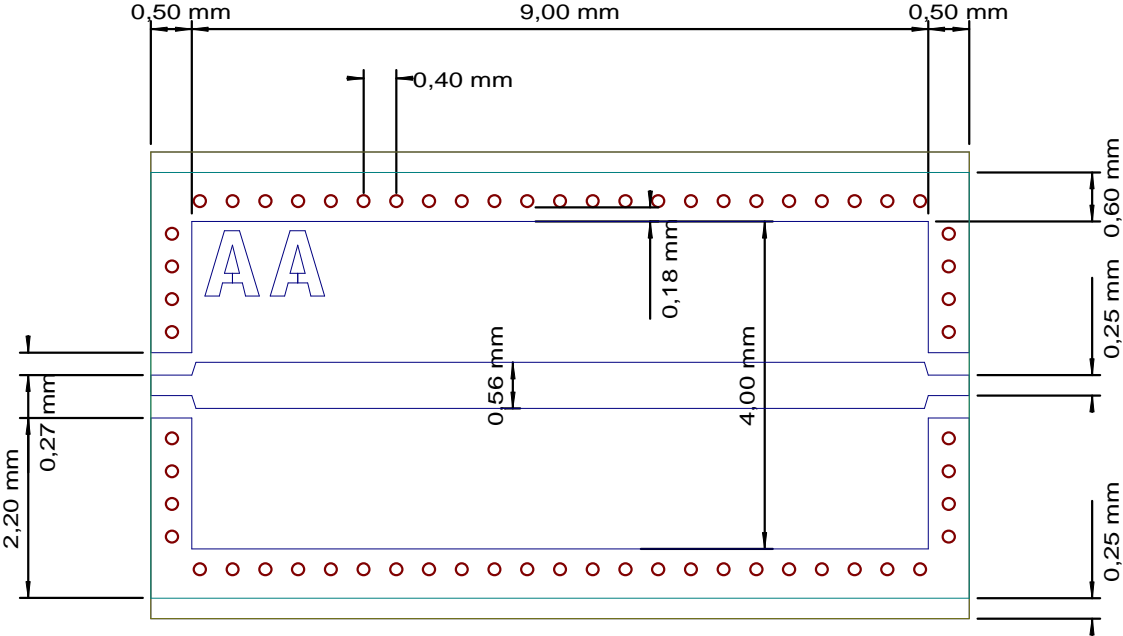


Figure A1 - 2

Annexe 2

Les schémas représentent les dimensions des modules XB (substrat de RO4003) et XA (substrat de LTCC).

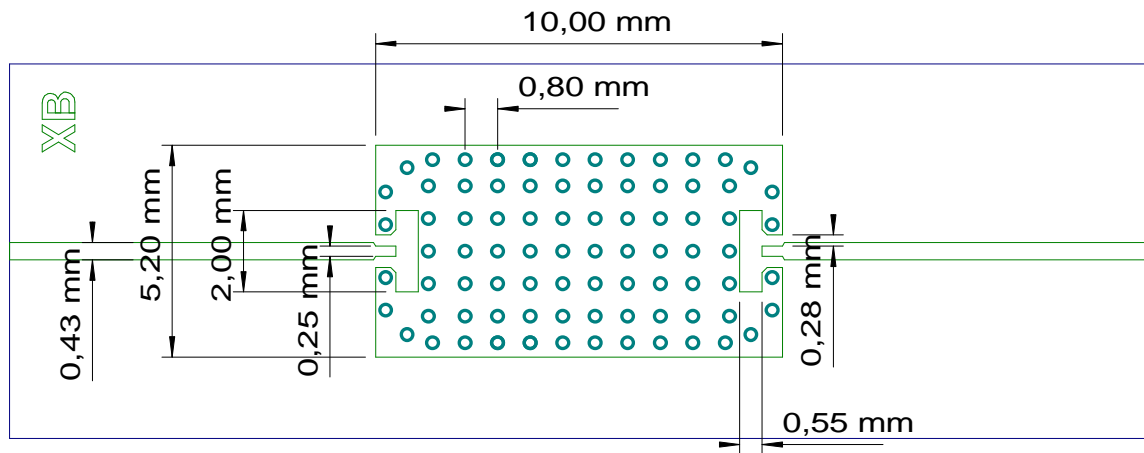


Figure A2 - 1

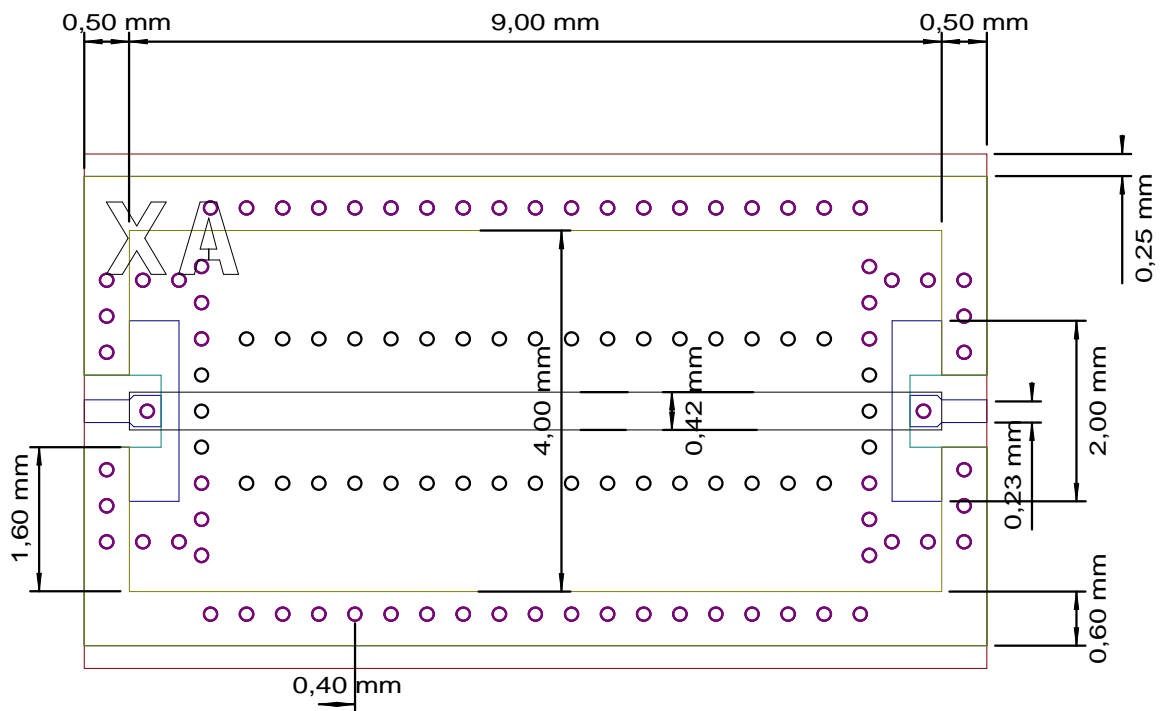


Figure A2 - 2

Annexe 3

Les schémas représentent les dimensions du module TB (substrat de RO4003) et du module triplaque TA (substrat de LTCC).

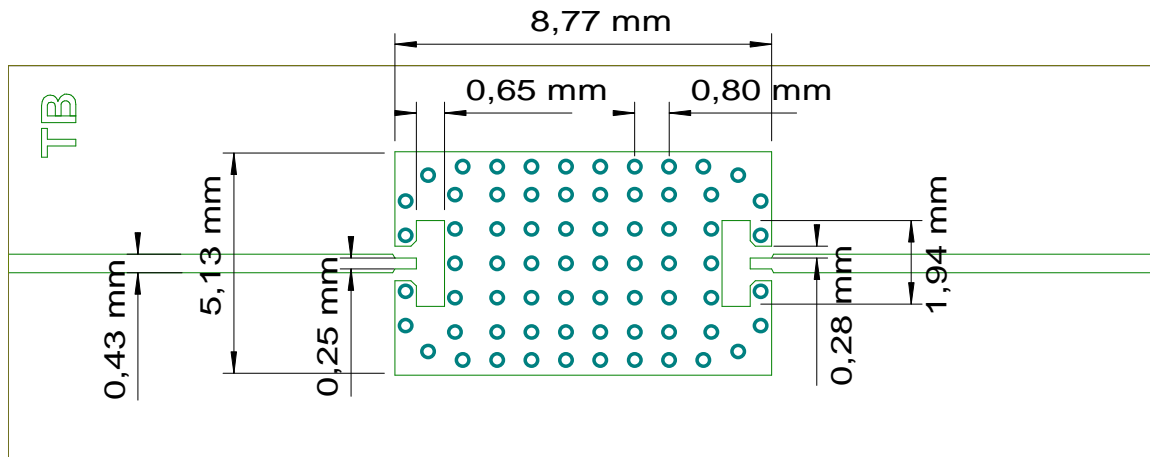


Figure A3 -1

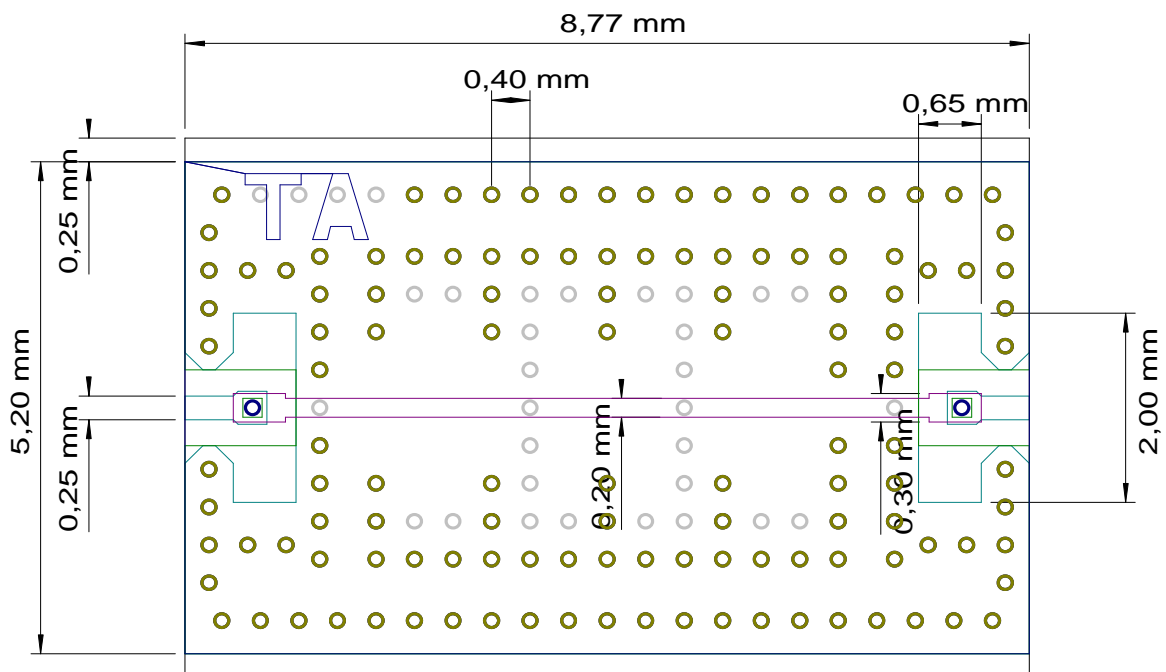


Figure A3 - 2