

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES TECHNOLOGIE SANTE

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2003

Thèse n°7-2003

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

**Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et
Optoélectronique**

Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"

présentée et soutenue par

Emmanuel RAMPNOUX

Soutenue le 28 mars 2003

***Analyse, conception et réalisation de filtres planaires
millimétriques appliqués à la radiométrie spatiale***

Thèse dirigée par Dominique CROS

Jury :

Pierre GUILLON

Professeur à l'Université de Limoges-IRCOM

Président

Gilles DAMBRINE

Professeur à l'IEMN, LCI, Dpt. DHS – Villeneuve d'Ascq

Rapporteur

Christian PERSON

Professeur au LEST – ENST – Brest

Rapporteur

Christine ZANCHI

Ingénieur au CNES – Toulouse

Examineur

Sylvain PAINEAU

Ingénieur à PHS MEMS – Saint-Egrève

Examineur

Marc TRIER

Ingénieur à MATRA MARCONI SPACE – Toulouse

Examineur

Pierre BLONDY

Ingénieur de Recherche – UMR 6615 – IRCOM Limoges

Examineur

Dominique CROS

Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM

Examineur

Valérie MADRANGEAS

Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM

Examineur

Thierry MONEDIERE

Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM

Examineur

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire de thèse a été effectué au sein de l'équipe "Circuits et Dispositifs Microondes", sous la direction de Monsieur le Professeur Serge VERDEYME.

Je désire lui exprimer ma profonde gratitude pour m'avoir accueilli dans son équipe.

Ce travail a été effectué en étroite collaboration avec le service "Hyperfréquences" de la société ASTRIUM. Je remercie tout particulièrement Monsieur Marc TRIER ainsi que Monsieur GOUTOULE, Ingénieurs à ASTRIUM, pour leur accueil chaleureux et leur contribution à l'avancement de ces travaux de thèse.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur le Professeur Pierre-Yves GUILLON, Directeur de l'IRCOM, qui me fait l'honneur de présider ce jury.

J'adresse mes profonds remerciements à Monsieur Gilles DAMBRINE, Professeur à l'IEMN, et à Monsieur Christian PERSON, Professeur au LEST, pour avoir accepté de rapporter sur ce travail.

Monsieur Sylvain PAINEAU, Ingénieur à PHS MEMS, ainsi que Madame Christine ZANCHI, Ingénieur au CNES, me font l'honneur de participer à ce jury. Je leur témoigne toute ma gratitude.

J'exprime aussi mes sincères remerciements à Mademoiselle Valérie MADRANGEAS, Professeur à l'IRCOM et à Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'IRCOM, d'avoir accepté de m'honorer de leur présence dans ce jury.

C'est avec un plaisir non dissimulé que j'exprime plus particulièrement ma reconnaissance amicale à Monsieur Pierre BLONDY, Ingénieur de Recherche à l'IRCOM, et à Monsieur Dominique CROS, Professeur à l'IRCOM, qui par leur disponibilité, leur aide et leurs grandes compétences scientifiques, ont largement contribué à la réalisation et à la qualité de ce travail.

Je tiens également à remercier vivement Monsieur Hubert JALLAGEAS pour les nombreux et précieux conseils prodigués, ses compétences et son assistance lors des phases expérimentales.

J'associe aussi à ces remerciements, l'ensemble des chercheurs, permanents, techniciens et secrétaires du laboratoire pour l'ambiance amicale dans laquelle s'est déroulé ce travail.

Enfin, j'exprime ma reconnaissance et ma profonde gratitude à Madame Marie-Laure GUILLAT, qui a assuré la frappe de ce mémoire avec disponibilité et efficacité.

Finalement, je tiens tout particulièrement à remercier sincèrement l'équipe la plus vaillante et clairvoyante de l'IRCOM pour les nombreuses et éclectiques aventures vécues en leur compagnie. En tête, C. Mazière, grand gourou de la comédie ; non loin derrière A. Soury, dit le Polake, chercheur en nouveaux concepts ; D. Denis, dit Jo le trembleur, adepte du quatre heures ; S. Quintanel, dit Quinquin, philosophe intarissable sur les relations humaines ; C. Duperrier, dit Barbu, grand marin sur lac et S. Mons, entrepreneur en barbeusky.

De plus, je tiens tout particulièrement à exprimer toute ma considération à la gente féminine de l'IRCOM et tout d'abord aux drôles de dames, composées de C. Lascaux, D. Bariant et E. Byk pour leur gentillesse, leur bonne humeur et leur amitié, ensuite à la délégation italienne, charmante au demeurant.

SOMMAIRE

<u>INTRODUCTION GÉNÉRALE</u>	<u>3</u>
---	-----------------

CHAPITRE I

Présentation générale de la radiométrie et étude bibliographique des filtres microondes

I. INTRODUCTION	9
II. LA RADIOMÉTRIE	10
II.1 INTRODUCTION	10
II.1.1. La Radiométrie Infrarouge	10
II.1.2. Mesure de concentration et de niveau	11
II.1.3. Elaboration de diagnostics non invasifs	11
II.1.4. Mesure des caractéristiques de l'atmosphère	12
II.2 UTILITÉ DES RADIOMÈTRES	13
II.2.1. Fonctionnement global du radiomètre	13
II.2.2. La détection directe	18
II.2.3. La détection hétérodyne	19
III. PRINCIPE DU FILTRAGE MICROONDE	20
III.1 FONCTIONS DE FILTRAGE DES FILTRES MICROONDES PASSE-BANDE	20
III.2 SYNTHÈSE DE FILTRE PASSE-BANDE [2], [8]	22
III.2.1. Filtres Tchebychev	22
III.2.2. Filtres elliptiques	25
III.3 DÉFINITION DES GABARITS DE FILTRAGE	27
III.3.1. Spécifications du gabarit	27
III.3.2. Contraintes de filtrage	28
III.3.3. Détermination du facteur de qualité minimal à respecter	29

IV.	DESCRIPTION DES DIFFÉRENTES TECHNOLOGIES DE FILTRES	31
IV.1	LES FILTRES PASSIFS VOLUMIQUES	31
IV.1.1.	Les filtres à cavités métalliques.....	32
IV.1.2.	Les filtres à guides d'ondes [19]	34
IV.1.3.	Les filtres à Résonateurs Diélectriques	36
IV.2	LES FILTRES PLANAIREs	39
IV.2.1.	Les filtres planaires classiques	40
IV.2.1.1	Les filtres à éléments localisés.....	40
IV.2.1.2	Les filtres à résonateurs linéiques.....	41
IV.2.1.3	Les filtres à résonateurs non linéiques	44
IV.2.2.	Les filtres en technologie microruban	45
IV.2.3.	Les filtres en technologie coplanaire	46
IV.3	LES PERTES DANS LES CIRCUITS PLANAIREs	48
IV.3.1.	Les pertes diélectriques d'une ligne microruban.....	49
IV.3.2.	Les pertes métalliques	49
IV.3.3.	Les pertes par rayonnements	50
IV.3.4.	Réduction des pertes.....	51
IV.3.4.1	Les filtres actifs [57], [58]	51
IV.3.4.2	Les filtres supraconducteurs [39], [40]	52
IV.4	LES NOUVELLES TECHNOLOGIES DE FILTRES PLANAIREs	53
IV.4.1.	Technologies planaires en voie de développement	53
IV.4.1.1	Les structures filtrantes périodiques [61], [62]	53
IV.4.1.2	Les filtres à ondes acoustique de surface SAW [68]	55
IV.4.2.	Technologies de filtres planaires adaptées aux très hautes fréquences – bande K à W	57
IV.4.2.1	Technologie multicouches LTCC [66], [73], [74].....	57
IV.4.2.2	Technologie du substrat suspendu [77], [78].....	60
IV.4.2.3	Les filtres sur membrane micro-usinée.....	61
V.	CHOIX DE LA TECHNOLOGIE.....	63
VI.	CONCLUSION	66

CHAPITRE II

Etude de l'évolution des caractéristiques des filtres en fonction des paramètres géométriques et de la technologie

I.	INTRODUCTION	69
II.	ETUDE DES FACTEURS DE QUALITÉ DE RÉSONATEUR SUR DEUX TECHNOLOGIES DIFFÉRENTES EN BANDE KA	70
II.1	DÉFINITION DES FACTEURS DE QUALITÉ.....	70
II.1.1.	Définition du facteur de qualité à vide	70
II.1.2.	Analogie entre Q_0 et circuit en élément localisé.....	71
II.1.3.	Facteurs de qualité à vide d'un résonateur linéique microstrip.....	72
II.1.4.	Décomposition du facteur de qualité à vide	73
II.2	PRÉSENTATION DES STRUCTURES D'ÉTUDES	74
II.2.1.	Présentation des résonateurs planaires étudiés	74
II.2.2.	Description des technologies étudiées.....	76
II.2.2.1	Technologie du substrat suspendu	76
II.2.2.2	Technologie de micro-usinage.....	76
II.3	MOYENS D'ÉTUDE	77
II.3.1.	Momentum	78
II.3.2.	La Méthode des Eléments Finis [92].....	80
II.3.2.1	Calcul en oscillations forcées	80
II.3.2.2	Calcul en Oscillations Libres.....	82
II.3.3.	Application des moyens d'étude	83
II.4	EVOLUTION DES FACTEURS DE QUALITÉ D'UN RÉSONATEUR DEMI-ONDE EN BANDE K.....	85
II.5	COMPARAISON DES FACTEURS DE QUALITÉ DU RÉSONATEUR DEMI-ONDE ET DU PATCH	88
II.5.1.	Etude du Q_0 du patch à fente suivant sa géométrie	88
II.5.2.	Influence du Q_0 sur les performances électriques d'un filtre	90
II.5.3.	Evolution des facteurs de qualité en fonction des hauteurs de capot	92
II.6	CONCLUSION SUR LES COEFFICIENTS DE QUALITÉ À VIDE EN BANDE KA	97
III.	ETUDE DES COEFFICIENTS DE COUPLAGE DES RÉSONATEURS PATCH À FENTE EN BANDE KA	97
III.1	COUPLAGES ENTRE LES RÉSONATEURS ET LES SYSTÈMES D'EXCITATION :	
	COUPLAGE ENTRÉE / SORTIE	97

III.1.1. Couplage par proximité des lignes d'accès au résonateur.....	98
III.2 DÉFINITION DES COUPLAGES INTER-RÉSONATEURS.....	99
III.3 ETUDE DES COEFFICIENTS DE SURTENSION EXTERNES EN BANDE KA SUR LES DEUX TECHNOLOGIES	101
III.3.1. Description des structures d'étude	101
III.3.2. Etude des coefficients de couplage entrée / sortie sur les deux technologies.....	102
III.3.2.1 Etude de Q_e présenté par le patch à fentes.....	102
III.3.2.2 Etude du Q_e présenté par le résonateur linéique monomode demi-onde	104
III.3.2.3 Conclusion sur les coefficients de qualité extérieur	105
III.4 ETUDE DES COEFFICIENTS DE COUPLAGES INTER-RÉSONATEUR.....	106
III.4.1. Comportement des couplages de la polarisation verticale.....	106
III.4.2. Comportement des couplages de la polarisation horizontale	107
III.4.3. Etude des effets capacitifs de la structure.....	109
III.5 ETUDE DES COEFFICIENTS DE COUPLAGES INTER-RÉSONATEURS SUIVANT LA HAUTEUR DE CAPOTS	112
III.5.1. Effet des hauteurs de capots sur les polarisations horizontales et verticales.....	112
III.5.2. Etude des effets capacitifs entre les capots et les résonateurs	114
III.6 CONCLUSION SUR LES COEFFICIENTS DE COUPLAGES INTER-RÉSONATEURS.....	117
IV. TECHNOLOGIE RETENUE EN BANDE KA.....	117
V. ETUDE DES FACTEURS DE QUALITÉ EN BANDE W.....	118
V.1 FACTEURS DE QUALITÉ À VIDE D'UN RÉSONATEUR DEMI-ONDE SUIVANT SA LARGEUR	118
V.2 COMPARAISON BANDE KA – BANDE W	120
V.3 ETUDE DES FACTEURS DE QUALITÉS DES DEUX RÉSONATEURS SUIVANT LA HAUTEUR DES CAPOTS	120
V.4 COMPARAISON DES FACTEURS DE QUALITÉ DES RÉSONATEURS SUR LES DEUX TECHNOLOGIES	122
VI. DÉTERMINATION DE LA TECHNOLOGIE RETENUE EN BANDE W	124
VII. TOPOLOGIE DE RÉSONATEUR RETENUE EN BANDE W	124
VIII. CONCLUSION	126

CHAPITRE III

Synthèse, analyse et réalisation de filtres sur substrats suspendu et micro-usiné

I.	INTRODUCTION	129
II.	PRÉSENTATION DES TECHNOLOGIES DE RÉALISATION	130
II.1	CIRCUITS PLANAIRES SUR SUBSTRAT SUSPENDU	130
II.1.1.	Fabrication du circuit.....	130
II.1.2.	Le boîtier de test	130
II.1.3.	La connectique.....	131
II.2	CIRCUITS PLANAIRES MICRO-USINÉS.....	133
II.2.1.	Membrane.....	133
II.2.2.	Métallisation	133
II.2.3.	Attaque du silicium.....	134
II.2.4.	Réalisation des cavités en silicium	136
II.2.5.	Assemblage final	139
II.2.6.	Conclusion sur la conception de circuits micro-usinés.....	140
III.	CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE-BANDE PÔLES PSEUDO-ELLIPTIQUE EN BANDE K.....	140
III.1	DÉFINITION DES CONTRAINTES DE FILTRAGE.....	141
III.2	SYNTHÈSE DU FILTRE PSEUDO-ELLIPTIQUE	142
III.3	ETUDE DE L'INFLUENCE DU Q_0 SUR LA RÉPONSE EN TRANSMISSION.....	146
III.3.1.	Comportement de la réjection hors bande suivant le Q_0	146
III.3.2.	Comportement de la dynamique du filtre suivant le Q_0	147
III.4	PRÉSENTATION DE LA TOPOLOGIE DU FILTRE	148
III.4.1.	Topologie du résonateur retenu	148
III.4.2.	Description de la topologie du filtre 4 pôles pseudo-elliptique.....	148
III.4.3.	Calcul de la longueur de la ligne de rétrocouplage.....	150
III.5	CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE CONCEPTION	154
III.5.1.	Description du calcul des modes du boîtier	156
III.5.2.	Choix des dimensions du boîtier	157
III.5.3.	Dimensions du résonateur	161
III.5.4.	Performances du résonateur	162
III.6	ETUDE DES COEFFICIENTS DE COUPLAGES DES RÉSONATEURS BIMODES	163
III.6.1.	Calcul du couplage direct inter-résonateurs	164

III.6.2.	Calcul du couplage indirect	165
III.6.3.	Calcul du couplage mixte	166
III.6.4.	Calcul du couplage entrée / sortie.....	167
III.7	SYNTHÈSE ET RÉALISATION DU FILTRE PASSE-BANDE PSEUDO-ELLIPTIQUE	168
III.8	RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX	170
III.8.1.	Identification des modes de boîtier.....	170
III.8.2.	Mesures du filtre passe-bande pseudo-elliptique.....	172
III.8.3.	Explication des mesures à partir de rétro-simulation.....	174
III.8.4.	Discussion sur les mesures	178
IV.	FILTRE PASSE-BANDE 4 PÔLES PSEUDO-ELLIPTIQUE EN BANDE KA	178
IV.1	CAHIER DES CHARGES DU FILTRE.....	178
IV.2	SYNTHÈSE DU FILTRE PASSE-BANDE PSEUDO-ELLIPTIQUE	179
IV.3	INFLUENCE DU COEFFICIENT DE SURTENSION À VIDE SUR LES CONTRAINTES DE FILTRAGE .	180
IV.4	CONCEPTION DU FILTRE AVEC LA TECHNOLOGIE DU SUBSTRAT SUSPENDU.....	181
IV.4.1.	Calcul des dimensions du boîtier.....	181
IV.4.2.	Dimensions et performances du résonateur	183
IV.4.3.	Etude des coefficients de couplages	184
IV.4.4.	Conception du filtre passe-bande à 4 pôles pseudo-elliptique.....	186
IV.5	RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX	187
IV.5.1.	Identification des modes de boîtier.....	187
IV.5.2.	Mesures du filtre passe-bande pseudo-elliptique.....	189
IV.5.3.	Influence de l'épaisseur du substrat de quartz	190
IV.5.4.	Discussion	191
IV.6	CONCEPTION DU FILTRE AVEC LA TECHNOLOGIE DU MICRO-USINAGE.....	192
IV.6.1.	Etude des accès coplanaires [86]	192
IV.6.2.	Calcul des dimensions du boîtier.....	194
IV.6.3.	Dimensions et performances du résonateur	196
IV.6.4.	Etude des coefficients de couplages	197
IV.6.5.	Analyse électromagnétique globale du filtre pseudo-elliptique à 4 pôles	199
IV.6.6.	Calcul des couplages réels du filtre simulé	201
IV.6.7.	Réalisation du filtre micro-usiné	203
IV.6.8.	Mesures du filtre 4 pôles micro-usiné	205
IV.6.9.	Discussion	207
IV.6.9.1	Mesures du filtre sur une large bande de fréquence	207
IV.6.9.2	Etude des pertes	208
IV.6.9.3	Influence des hauteurs de capots sur la réponse du filtre.....	209

IV.6.9.4 Influence de la transition coplaire – microruban sur le coefficient de surtension externe.....	210
V. CONCEPTION DE FILTRES PASSE-BANDE PSEUDO-ELLIPTIQUE EN BANDE W (89 GHz)	215
V.1 CAHIER DES CHARGES DU FILTRE.....	215
V.2 SYNTHÈSE DU FILTRE PASSE-BANDE PSEUDO-ELLIPTIQUE.....	215
V.3 CHOIX DES HAUTEURS DE CAPOTS	216
V.4 FILTRE MILLIMÉTRIQUE 4 PÔLES PSEUDO-ELLIPTIQUE À RÉSONATEUR PATCH	218
V.5 FILTRE MILLIMÉTRIQUE 4 PÔLES PSEUDO-ELLIPTIQUE À RÉSONATEUR MICRORUBAN	
DEMI-ONDE	219
V.5.1. Dimensionnement du résonateur	219
V.5.2. Conception – Calcul des coefficients de couplage	220
V.5.3. Analyse électromagnétique globale du filtre à 4 pôles.....	223
V.5.4. Mesures – Discussion	225
V.5.5. Influence de la hauteur du capot inférieur sur la réponse du filtre	228
V.5.6. Modification de la forme du boîtier.....	230
V.6 DISCUSSION	232
VI. CONCLUSION	235

CONCLUSION GÉNÉRALE 239

ANNEXES

<u>ANNEXE 1.....</u>	<u>245</u>
<u>ANNEXE 2.....</u>	<u>246</u>
<u>ANNEXE 3.....</u>	<u>248</u>
<u>ANNEXE 4.....</u>	<u>253</u>

BIBLIOGRAPHIE 257

INTRODUCTION

GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les principaux domaines d'applications des dispositifs hyperfréquences sont les télécommunications (terrestres et satellitaires), les radars (civils et militaires) et la radiométrie.

Dans le domaine de la radiométrie, l'Agence Spatiale Indienne (ISRO) et le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) ont signé en 1999 un accord de coopération pour la mission MEGHA-TROPIQUES destinée à améliorer la connaissance du climat en zone tropicale. Les principales applications de la mission MEGHA-TROPIQUES sont liées aux variations saisonnières du cycle de l'eau et des échanges énergétiques du système terre-océan-atmosphère en zone tropicale. Un grand nombre de scientifiques à travers le monde vont pouvoir bénéficier des données acquises et ainsi améliorer les connaissances dans ces domaines. Cette mission est porteuse d'enjeux importants pour le développement économique des pays de la zone tropicale, particulièrement en ce qui concerne l'agriculture et la gestion des ressources en eau.

En ce qui concerne l'observation à partir de l'espace des éléments du cycle de l'eau tropicale, les progrès les plus marquant de la décennie ont été fait grâce à l'emploi d'instruments de télédétection passive en microonde, qui permettent d'accéder plus ou moins directement non seulement à la vapeur d'eau, mais au contenu interne des nuages en eau, et aux précipitations.

MEGHA-TROPIQUES est un petit satellite conçu pour l'observation fréquente et simultanée de la vapeur d'eau, des nuages, des précipitations et du rayonnement. Une orbite de 800 km d'altitude, inclinée à 20° sur l'équateur, permet d'obtenir plusieurs observations par jour (jusqu'à 6) de chaque point de la zone inter-tropicale.

La mesure des précipitations et des propriétés nuageuses est l'objectif principal de l'imageur hyperfréquence MADRAS. Ses fréquences les plus élevées (89 et 157 GHz) sont sensibles aux particules de glace du sommet des nuages, fournissant une localisation des zones de pluies convectives, sur terre comme sur mer. Des canaux à plus basses fréquences sont exploitables au-dessus de l'océan : mesure de l'eau liquide et des précipitations en utilisant l'absorption à 10 –18,7 et 36,5 GHz, mesure de la vapeur d'eau intégrée à 25GHz, estimation du vent à la surface de la mer à 10 et 18,7 GHz.

Un radiomètre est un système compliqué, constitué de plusieurs fonctions, dont une de filtrage. Cette fonction, dont nous allons nous intéresser tout particulièrement, est assurée par des filtres devant montrer de bonnes performances afin de satisfaire aux contraintes de filtrage sévères, imposées par la radiométrie.

Pendant longtemps, les fonctions de filtrages, nécessaires au fonctionnement des systèmes radiométriques, étaient réalisées par des filtres en guide d'onde offrant de bonnes performances électriques, mais présentant des problèmes d'encombrement, de poids et d'interconnexion.

Dans le cadre de la mission MEGHA-TROPIQUES, l'objectif de ce travail, réalisé en collaboration avec la Société ASTRIUM (Toulouse) et le CNES (Centre National d'Etudes Spatiales), est la réalisation de filtres passe-bande pseudo-elliptiques respectant des contraintes particulières, notamment des fréquences centrales de 18,7 – 36,5 et 89 GHz avec respectivement 1 – 2,7 et 4 % de bande passante à -3 dB.

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré tout d'abord à une présentation sommaire de la radiométrie. Les différents domaines d'application sont cités ainsi que la théorie générale liée au fonctionnement d'un radiomètre. Une seconde partie présente une étude bibliographique des différentes technologies de filtres existantes à l'heure actuelle, pouvant répondre à la fonction de filtrage inhérente à tout système radiométrique. Selon les avantages et les inconvénients montrés par les technologies de réalisation, seules les plus aptes à répondre à nos besoins seront retenues.

Le second chapitre permet d'établir l'évolution des différents paramètres caractéristiques de la réponse d'un filtre en fonction, d'une part, de la topologie du résonateur adoptée et, d'autre part, des paramètres géométriques des technologies de réalisation retenues. Les paramètres caractéristiques en question sont le facteur de qualité à vide d'un résonateur, qui fixe le niveau des pertes d'insertion d'un filtre, et les coefficients de couplage qui établissent la bande passante du filtre entre autre. Ces différents paramètres sont étudiés sur deux topologies de résonateurs différentes, un résonateur linéique demi-onde et un résonateur patch de forme originale, tous deux adaptés aux deux technologies de réalisation retenues pour l'étude, le substrat de quartz suspendu et le substrat de silicium micro-usiné. Tout au long de l'étude, nous comparons l'évolution du facteur de qualité à vide des résonateurs et des coefficients de couplages inter-résonateurs, pour les deux topologies adaptées aux deux

technologies, en fonction des hauteurs de cavités. Finalement, cette étude permet de comprendre de quelle façon varient les grandeurs caractéristiques des filtres en fonction des différents paramètres géométriques des technologies adaptées.

Dans le troisième chapitre est abordée la partie concernant la réalisation de filtres passe-bande pseudo-elliptiques sur substrat suspendu et micro-usinés.

Un premier paragraphe présente la méthode de conception d'un filtre passe-bande à quatre pôles pseudo-elliptique de topologie originale utilisant deux résonateurs patch carré à modes duaux. Un premier filtre est conçu et réalisé suivant cette topologie en bande K (18,7 GHz) sur substrat de Quartz suspendu.

Un deuxième paragraphe est dédié à la conception, puis à la réalisation expérimentale d'un filtre passe bande à quatre pôles pseudo-elliptique en bande Ka (36,5 GHz) sur substrat de quartz suspendu et sur substrat de silicium micro-usiné utilisant la même topologie de filtre qu'en bande K. Une comparaison des performances électriques des filtres réalisés sur les deux technologies est effectuée.

Le dernier paragraphe est consacré à la conception, puis à la réalisation expérimentale d'un filtre passe-bande à quatre pôles pseudo-elliptique en bande W (89 GHz) sur substrat de silicium micro-usiné. Deux topologies originales de filtres sont développées, la première utilise quatre résonateurs linéiques demi-onde et la seconde quatre résonateurs linéiques quart d'onde avec des accès coplanaires particuliers. Finalement, nous procédons à une discussion à partir des résultats obtenus.

La conclusion générale présentera des perspectives à la réalisation des circuits micro-usinés et sur substrat suspendu afin d'améliorer les performances électriques des filtres.

CHAPITRE I

*Présentation générale de la radiométrie et étude
bibliographique des filtres microondes*

I. INTRODUCTION

L'objectif du travail de recherche présenté dans ce mémoire est l'étude, la conception et la réalisation de filtres passe-bande pour des applications radiométriques spatiales en bande K, Ka et W. A l'heure actuelle, les filtres embarqués dans les radiomètres sont principalement des filtres en guide d'onde offrant de bonnes performances, mais un encombrement et un coût important.

C'est pourquoi, la Société ASTRIUM et le laboratoire du CNES, recherchent des solutions moins contraignantes afin de proposer, à terme une alternative intéressante au filtrage en guide d'onde.

Dans ce chapitre, nous présentons dans un premier temps, la théorie relative à la radiométrie afin d'avoir une compréhension globale de ce domaine d'une part, et de cerner les différentes fonctions composant un radiomètre d'autre part.

Nous nous intéressons plus particulièrement aux fonctions de filtrages associées à l'étude radiométrique. En effet, nous verrons que le cahier des charges des filtres à réaliser est différent de celui rencontré dans le domaine des télécommunications. Ceci conduira à des gabarits de filtres spécifiques dont l'étude nécessitera de s'intéresser aux grands principes du filtrage microondes.

Nous effectuons une étude bibliographique afin de recenser toutes les techniques de conception des filtres, ainsi que leurs performances, leurs avantages et leurs inconvénients. De cette étude ressortiront les technologies de réalisation que nous adopterons pour la conception, puis la réalisation de nos filtres.

II. LA RADIOMETRIE

II.1 INTRODUCTION

Toute matière rayonne de l'énergie électromagnétique. Ce rayonnement est une conséquence de l'interaction entre les atomes et les molécules dans le matériau. Ainsi, un matériau peut absorber et/ou réfléchir l'énergie incidente.

S'inspirant de ce phénomène, la radiométrie est la mesure du rayonnement électromagnétique. Un radiomètre microonde est un récepteur hautement sensible, capable de mesurer de faibles niveaux de rayonnement microonde. De plus, au travers d'un choix convenable des paramètres de radiomètre (longueur d'onde, polarisation et angle de vue), il est possible d'établir des relations utiles entre la valeur de l'énergie reçue par le radiomètre et les paramètres terrestre et atmosphérique d'intérêt.

Ainsi, la radiométrie s'applique à différents domaines :

II.1.1. LA RADIOMETRIE INFRAROUGE

Après absorption de la lumière incidente, les radiations infrarouges émises par la surface échauffée de l'échantillon sont détectées à l'aide d'une cellule photoélectrique ou d'une caméra infrarouge. L'avantage de cette technique (figure I.1), est de ne pas nécessiter de milieu intermédiaire pour la détection et élimine par conséquent les difficultés de calcul liées à la présence d'un gaz. De plus, cette technique est facile à mettre en œuvre et présente une très large bande passante fréquentielle. La principale application de cette méthode est l'imagerie thermique.

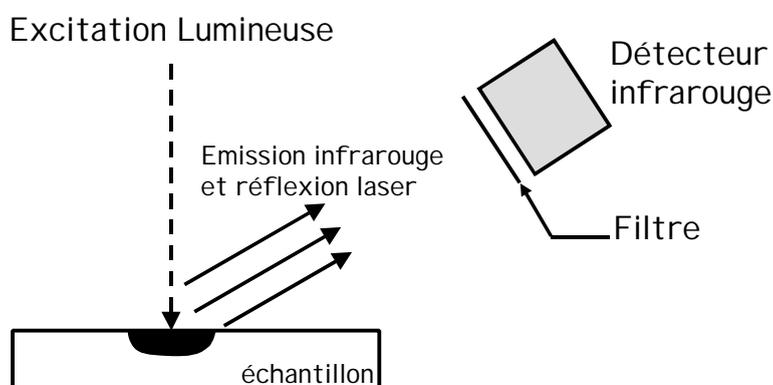


Figure I.1 : Mesure de concentration et de niveau

II.1.2. MESURE DE CONCENTRATION ET DE NIVEAU

Les systèmes radiométriques se caractérisent par leur principe de mesure en continu et sans contact avec le produit à mesurer. Le principe de base est l'absorption de rayonnement gamma qui traverse le produit. Cette absorption est proportionnelle à l'épaisseur de produit traversée et à sa densité.

Ainsi, on irradie un produit par une source au Césium 137. Le rayonnement traverse le produit et irradie un détecteur. L'intensité du rayonnement reçu sur le détecteur est inversement proportionnelle à la masse du produit et à l'épaisseur traversée dans le parcours de mesure.

Des études radiométriques permettent de mesurer la réponse spectrale de l'eau en fonction de la turbulence de son écoulement. Ce système a été développé afin d'étudier la dynamique sédimentaire dans l'estuaire de la Loire (figure I.2).

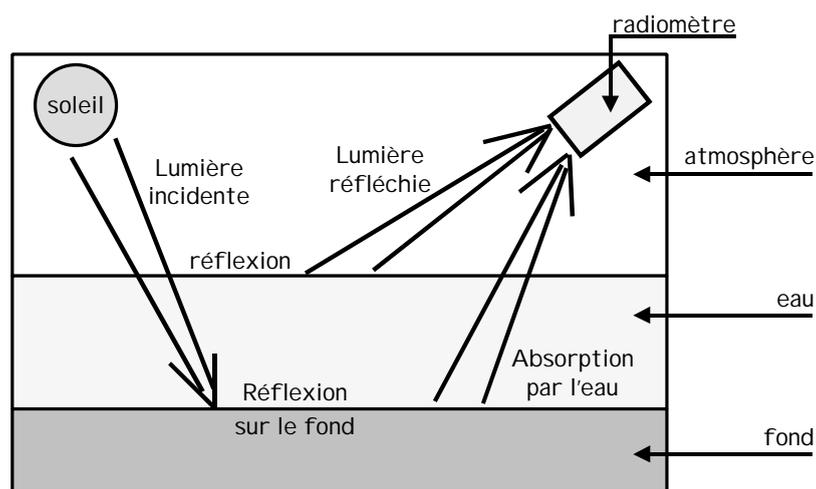


Figure I.2 : Mesure du niveau de l'eau

II.1.3. ELABORATION DE DIAGNOSTICS NON INVASIFS

Chaque cellule vivante a son propre spectre caractéristique d'émission et d'absorption des hyperfréquences. En détectant et en évaluant les changements dans ce spectre, on peut aussi détecter les anomalies, c'est-à-dire avoir une indication précoce de l'apparition de la maladie et de ses causes sous-jacentes.

ASTRIUM et un consortium de chercheurs du Royaume Uni ont pour mission, dans le cadre d'un programme ESA, d'examiner l'application possible de la technologie à ce domaine.

Les résultats de ces travaux pourraient mener à la mise au point d'un scanner non invasif, capable de détecter les émissions d'hyperfréquences associées aux signaux qui déclenchent, dans une cellule, une réaction chimique menant à la malignité. Le recours à ce genre de scanner permettrait de prévoir un plus grand choix de traitements et entraînerait donc un meilleur taux de survie chez les patients. La nature non invasive des examens pourrait, en outre, inciter un plus grand nombre de patients à se soumettre à un examen de dépistage du cancer.

II.1.4. MESURE DES CARACTERISTIQUES DE L'ATMOSPHERE

La radiométrie hyperfréquence permet, comme nous l'avons décrit précédemment, d'identifier et de mesurer les matériaux qui émettent et absorbent les hyperfréquences à certaines longueurs d'ondes. Au Royaume-Uni, des chercheurs de British Aerospace Space Systems (Bae, ensuite Matra Marconi Space et maintenant ASTRIUM), et du Rutherford Appliton Laboratory (RAL, maintenant partie du Central Laboratory for the Research Councils), ont adapté cette technique pour mesurer à distance la teneur en vapeur d'eau et en ozone de l'atmosphère.

En collaboration avec le Bureau météorologique du Royaume-Uni, Bae a mis au point le sondeur hyperfréquence de pointe (AMSU-B). Cet instrument dont les récepteurs sont adaptés aux fréquences associées au spectre d'absorption des hyperfréquences de la vapeur d'eau (figure I.3), permet de mesurer la répartition de la vapeur d'eau dans l'atmosphère terrestre. Ces premiers appareils, qui ont depuis été améliorés, fournissent actuellement des données précises aux météorologistes et climatologues.

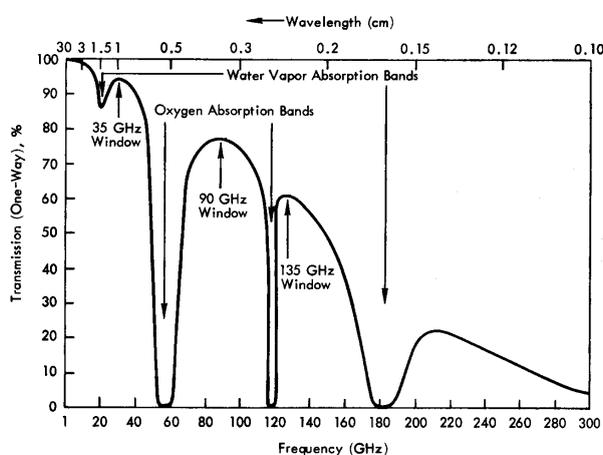


Figure I.3 : Pourcentage de transmission de l'énergie à travers l'atmosphère en fonction de la fréquence

C'est à ce domaine de la radiométrie que nous allons nous intéresser. En effet, ce travail de thèse est destiné à concevoir puis à réaliser des filtres passe-bande passifs afin de sélectionner certaines bandes de fréquences radiométriques spécifiques à l'étude des comportements atmosphériques.

Une description plus précise du fonctionnement d'un radiomètre sera tout d'abord présentée sans pour autant rentrer dans le formalisme mathématique développé dans les recueils spécialisés [1].

II.2 UTILITE DES RADIOMETRES

II.2.1. FONCTIONNEMENT GLOBAL DU RADIOMETRE

Un radiomètre est un récepteur passif qui est à même de traiter l'énergie due à la radiation auto-émise et/ou réfléchi par une scène, et collectée par l'antenne. La puissance P émise par un objet dans un équilibre thermodynamique est une fonction de sa température physique T et dans une région microonde, P est directement proportionnelle à T .

Pour une valeur de T donnée, la quantité maximum qu'un objet peut émettre est égale à P_{bb} , correspondant à la puissance émise par un corps noir idéal. Ainsi, si une antenne microonde est placée à l'intérieur d'une chambre dont les murs sont constitués d'un matériau absorbant parfait (et cependant parfaitement émetteur), la puissance reçue par l'antenne est :

$$P_{bb} = kTB \quad (\text{I-1})$$

où k est la constante de Boltzmann

B est la largeur de bande fréquentielle du radiomètre

Cette correspondance entre la puissance et la température, a conduit à la définition de la température radiométrique pour caractériser la puissance émise ou reçue par une scène réelle. Spécifiquement, le terme radiométrique, température de bruit T_B est utilisé afin de caractériser l'émission d'un matériau au travers de l'expression :

$$T_B = \frac{P}{k.B} \quad (\text{I-2})$$

Où P correspond à la puissance émise par un matériau sur la largeur de bande B . Si le matériau possède une température physique constante T , le matériau a une émissivité $e = T_B/T$ et e varie entre 0 pour un matériau parfaitement non-émissif et 1 pour un émetteur parfait (corps noir).

Similairement, la température radiométrique de l'antenne, correspondant à la puissance P_A reçue par l'antenne du radiomètre est défini par :

$$T_A = \frac{P_A}{k \cdot B} \quad (\text{I-3})$$

Si la scène observée par le faisceau de l'antenne est caractérisée par une température de bruit uniforme T_B (représentant le rayonnement dans la direction de l'antenne), alors $T_A = T_B$. Dans le cas général, T_A représente tout le rayonnement incident sur l'antenne, intégré dans toutes les directions possibles et pondéré selon la forme de l'antenne directive.

De plus, en situation réelle, d'autres facteurs sont aussi impliqués. Ceci inclus les effets de l'atmosphère et l'auto-émission de l'antenne. Ces facteurs sont pris en compte au travers d'un traitement utilisant la théorie des transferts radiatifs.

Un radiomètre cependant, est différent des radars traditionnels ou des récepteurs télécom à au moins deux égards :

Premièrement, le signal d'entrée traité par un récepteur conventionnel doit être cohérent en phase et presque monochromatique. La radiation naturelle émise par une scène naturelle est incohérente en phase et s'étend sur le spectre électromagnétique entier. C'est pourquoi le signal est "comme bruité" en forme, et similaire à la puissance de bruit générée par les composants du récepteur.

La seconde différence réside dans le rapport signal à bruit, S_n en sortie du récepteur. Sur les récepteurs traditionnels, l'extraction fidèle de l'information contenue dans le signal reçu impose que $S_n \gg 1$ afin de différencier le signal des fluctuations de la composante en bruit. Cette condition est réalisée par l'application des techniques de traitement du signal dans la partie récepteur.

A la différence des récepteurs traditionnels, le signal radiométrique P_A mesuré est habituellement plus petit que la puissance de bruit du récepteur. Les radiomètres sont des récepteurs hautement sensibles qui sont configurés pour mesurer de très petits niveaux de signal transmis avec un haut degrés de précision.

Un radiomètre, décrit figure I.4, est constitué d'une antenne, une section amplificatrice de prédétection, d'un détecteur, d'un intégrateur (filtre passe-bas) et d'une partie "affichage".

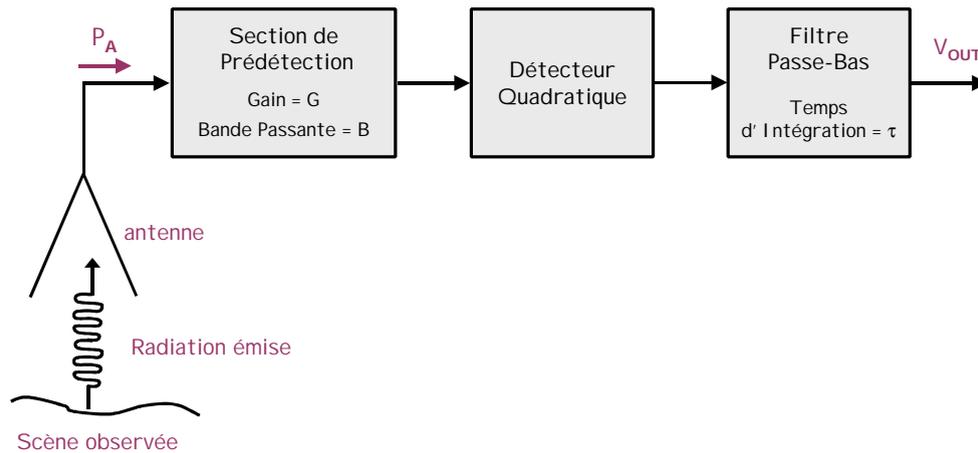


Figure I.4 : Synoptique du fonctionnement du radiomètre

La détection quadratique permet d'obtenir une tension de sortie V_{OUT} proportionnelle à la puissance d'entrée P_A . Le gain en puissance de la section de prédétection est G , la largeur de bande RF du signal d'entrée détectée est B . La puissance de bruit de sortie du récepteur, générée intérieurement, P_{no} est référée à l'entrée du récepteur en considérant le récepteur comme sans bruit et injectant un bruit d'entrée équivalent (figure I.5) :

$$P_{ni} = \frac{P_{no}}{G} \quad (I-4)$$

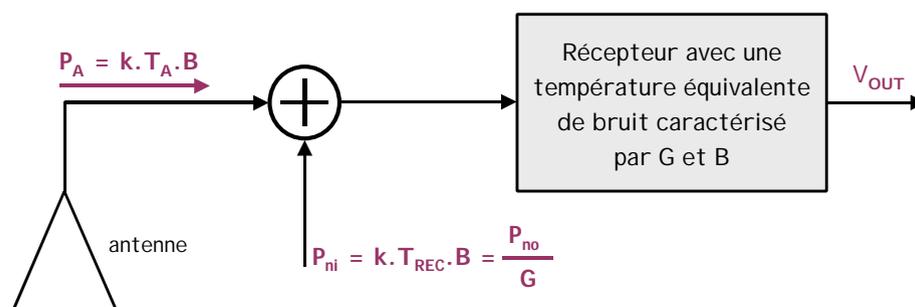


Figure I.5 : Schéma de fonctionnement d'un radiomètre en terme de puissance de bruit

En utilisant la relation de correspondance puissance – température, P_{ni} est caractérisée par une température équivalente de bruit en entrée du récepteur T_{REC} tel que :

$$P_{ni} = k \cdot T_{REC} \cdot B \quad (I-5)$$

La puissance d'entrée totale P_A est due à l'énergie incidente sur l'antenne et P_{ni} représente la puissance de bruit générée par le récepteur. La somme de ces deux composantes est considérée comme la puissance de bruit en entrée du système.

$$P_{sys} = P_A + P_{ni} \quad (I-6)$$

La tension de sortie du système consiste en une composante continue correspondant à la valeur moyenne de la puissance d'entrée et en une composante alternative représentant la partie présente aux fréquences basses du spectre de bruit lié à la post-détection (les fréquences hautes sont supprimées par le filtre passe-bas).

$$V_{OUT}(t) = V_{dc} + V_{ac}(t) \quad (I-7)$$

$$V_{dc} = G_s (T_A + T_{REC}) \quad (I-8)$$

où G_s est le facteur de gain du système. Pour un bruit de phase incohérent [1], il peut être montré que la valeur efficace de V_{ac} est apparentée à V_{dc} au travers de :

$$\frac{(V_{ac})_{eff}}{V_{dc}} = \frac{1}{\sqrt{B\tau}} \quad (I-9)$$

où τ représente le taux d'intégration fourni par le filtre passe-bas de l'intégrateur. La relation (I-9) conduit à l'expression suivante pour la résolution radiométrique rms associée à la mesure de T_A .

$$\Delta T = \frac{(T_A + T_{REC})}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (I-10)$$

Ainsi, ΔT est la précision avec laquelle T_A peut être retrouvée à partir de $V_{out}(t)$, selon que l'équation de calibration du radiomètre reliant $V_{out}(t)$ à T_A est vraie et que le facteur de gain G_s reste absolument constant sur toute la période d'intégration τ .

La calibration du radiomètre est obtenue par l'utilisation d'un commutateur placé en un point le plus près possible de l'antenne (figure I.6).

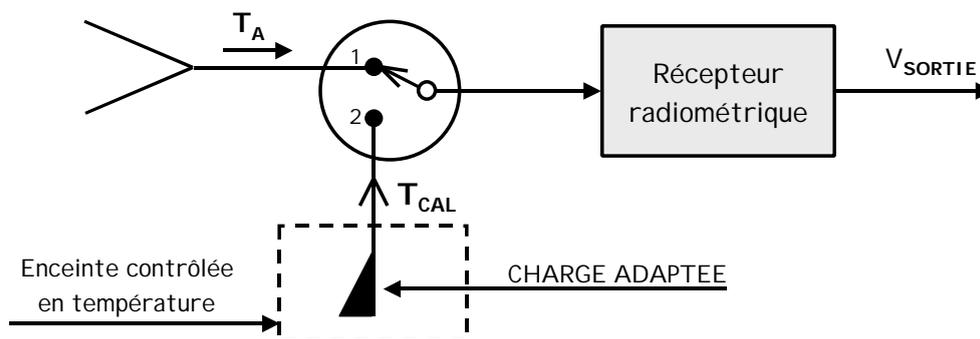


Figure I.6 : Processus de calibration d'un radiomètre microonde

La plupart des radiomètres emploie une détection quadratique, c'est-à-dire que la tension de sortie est liée à la température de bruit de la source d'entrée de façon linéaire. Il suffit donc de mesurer la tension de sortie correspondant à chacune des deux températures de bruits afin d'établir la droite de calibration du radiomètre (figure I.7).

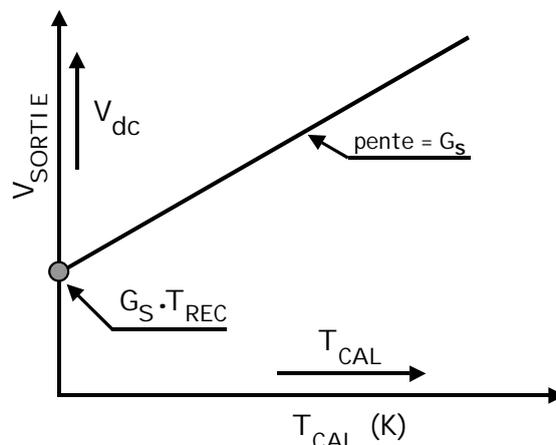


Figure I.7 : Droite de calibration du radiomètre

Cette droite de calibration sert à convertir la tension de sortie mesurée par le récepteur (lorsque l'antenne est connectée) en valeurs de température d'antenne. Il est à noter que l'exactitude de T_A est alors dictée par l'exactitude avec laquelle les valeurs absolues des températures de bruits sont obtenues par la calibration. Si un dispositif passif telle qu'une charge adaptée est utilisé comme source de calibration, l'exactitude de sa température de bruit peut être maintenue à 1 K au mieux, en contrôlant la température de son environnement.

Théoriquement, T_A devrait s'étendre de 0 K pour une scène d'émissivité $e = 0$ jusqu'à une valeur maximale égale à la température physique de la scène (pour $e = 1$). Pour des observations terrestres, cette valeur maximale excède notamment 320 K. Les radiomètres habituellement sont conçus pour avoir une variation de température de bruit ΔT de l'ordre de 1 K au moins. La largeur de bande RF B est typiquement comprise entre 1 et 10 % de la fréquence centrale; la température de bruit du récepteur T_{REC} varie entre des valeurs de l'ordre de 50 K pour les radiomètres à très faible bruit et des valeurs excédant 1000 K pour la plupart des radiomètres aux fréquences microondes.

Une description plutôt globale du fonctionnement d'un radiomètre vient d'être développée mais il faut noter qu'il existe deux types de détection de l'énergie reçue par l'antenne du radiomètre : la détection directe et la détection hétérodyne.

II.2.2. LA DETECTION DIRECTE

La détection directe est réalisée pour des fréquences inférieures ou égales à 100 GHz. Cette détection de l'énergie reçue par l'antenne impose de placer l'amplificateur RF juste derrière l'antenne comme le montre la figure I.8.

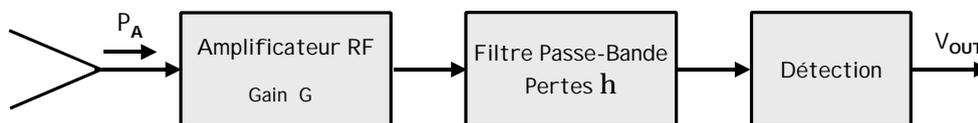


Figure I.8 : Schéma de principe de la détection directe

Pour ce type de détection, il existe des paramètres implicites à chaque bloc réalisant la fonction radiométrique.

Paramètres implicites du détecteur

La détection directe impose au système radiométrique de posséder une bonne résolution ainsi qu'une excellente précision. Comme le montre la figure I.8, l'amplificateur RF est placé en tête du récepteur radiométrique. Caractérisé par son gain intrinsèque, il doit montrer aussi un facteur de bruit très faible pour ne pas noyer le signal d'entrée et ainsi ne pas dégrader la résolution globale du système.

La précision, quant à elle est imposée par la linéarité de détection du détecteur (cf. figure I.7). Un compromis entre le gain de l'amplificateur RF et la linéarité de détection doit être effectué pour améliorer les performances de la détection.

Paramètres implicites du filtre

Pour ne pas détériorer le signal détecté, la bande du filtre doit présenter une faible ondulation. La résolution sera améliorée par un filtre avec une sélectivité très grande et ayant une largeur de bande la plus grande possible.

Cependant, la largeur de la bande passante du filtre doit être maximisée mais optimisée par rapport à l'application (observation dans une fenêtre limitée).

II.2.3. LA DETECTION HETERODYNE

Le récepteur hétérodyne est utilisé pour des applications à des fréquences supérieures à 100 GHz. Ce type de récepteur présente la particularité d'employer un mélangeur afin de convertir le signal reçu aux fréquences basses. Ceci impose une détection à simple et double bande latérale.

Double bande latérale

Le mélangeur est positionné en tête du système radiométrique, derrière l'antenne (figure I-9).

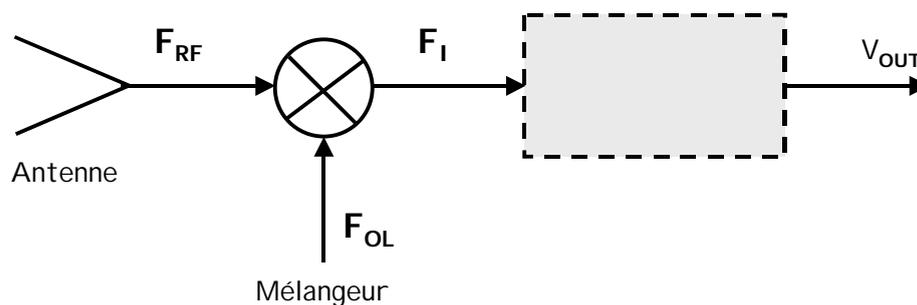


Figure I.9 : Schéma de principe d'une détection à double bande latérale

Le mélangeur positionné en tête du récepteur permet un repliement de spectre. Cela permet d'augmenter le gain de conversion du signal et en plus, améliore le facteur de bruit de l'amplificateur.

Le filtrage s'effectue alors sur la fréquence image.

Simple bande latérale

Pour réaliser une telle détection, le filtre doit être placé en tête du récepteur radiométrique, juste derrière l'antenne (figure I.10).

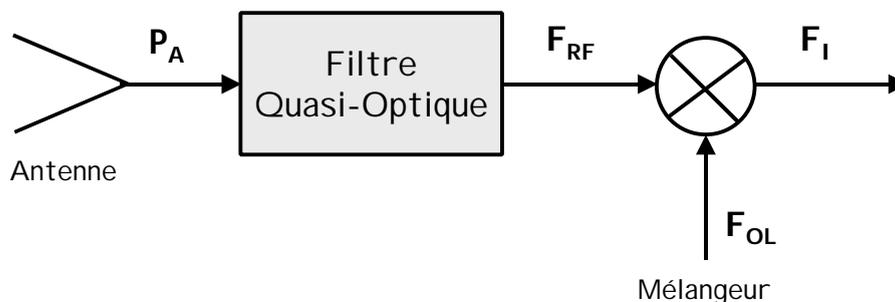


Figure I.10 : Schéma de principe d'une détection à simple bande latérale

Le filtre placé de cette manière ne peut être réalisé qu'en technologie quasi-optique. On évite ainsi que dans le domaine de la fréquence image, le bruit ne se superpose au signal.

Les filtres que nous aurons à concevoir seront donc intégrés dans un radiomètre à détection directe. Les fréquences et les contraintes de filtrage imposées par les spécifications radiométriques sont décrites ci-après.

III. PRINCIPE DU FILTRAGE MICROONDE

Comme décrit précédemment, la radiométrie correspond aux traitements de données comprise dans une certaine bande de fréquence. Pour sélectionner cette bande de fréquence nous aurons à concevoir des filtres de type passe-bande.

III.1 FONCTIONS DE FILTRAGE DES FILTRES MICROONDES PASSE-BANDE

La réponse d'un filtre microonde doit vérifier des contraintes notamment électrique fixées par un gabarit. Cette réponse peut être assimilée à différentes fonctions d'approximation satisfaisant au gabarit, telles que les fonctions de type Butterworth, Tchebychev ou Elliptique pour les filtres passe-bande.

La méthode d'étude d'un filtre microonde dite "méthode des pertes d'insertion" consiste à déterminer dans un premier temps, le prototype passe-bas équivalent au filtre que l'on désire synthétiser. Une fois ce prototype établi, la fonction de filtrage passe-bande est obtenue par transformation à l'aide d'un changement de variable. Cette méthode est décrite dans divers ouvrages [2], [3], [4]. Tout d'abord, voici l'allure de l'atténuation α des prototypes passe-bas des filtres Butterworth, Tchebychev et elliptique (cf. figure I.11).

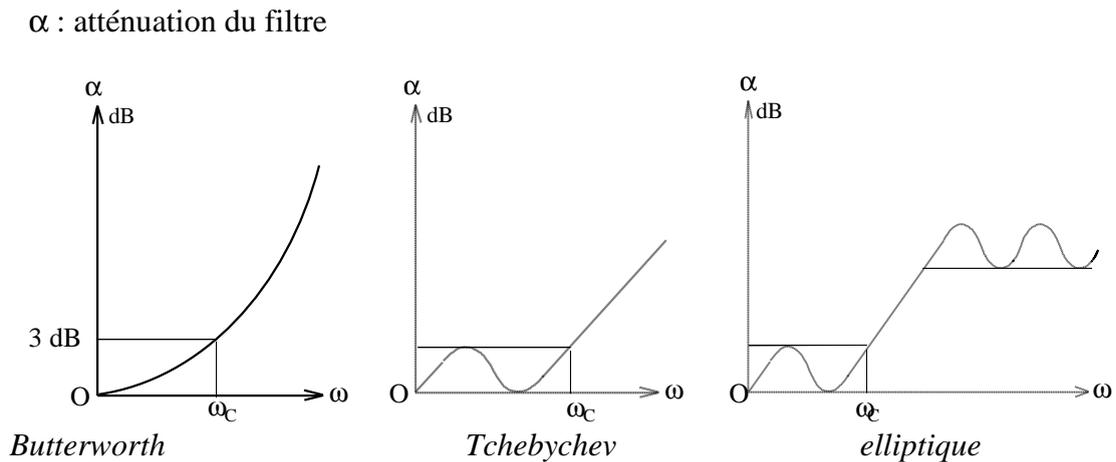


Figure I.11 : Prototype passe-bas des trois types de filtres

Après transformation, ces trois prototypes conduisent aux paramètres de transmission $|S_{21}|$ du filtre (cf. figure I.12).

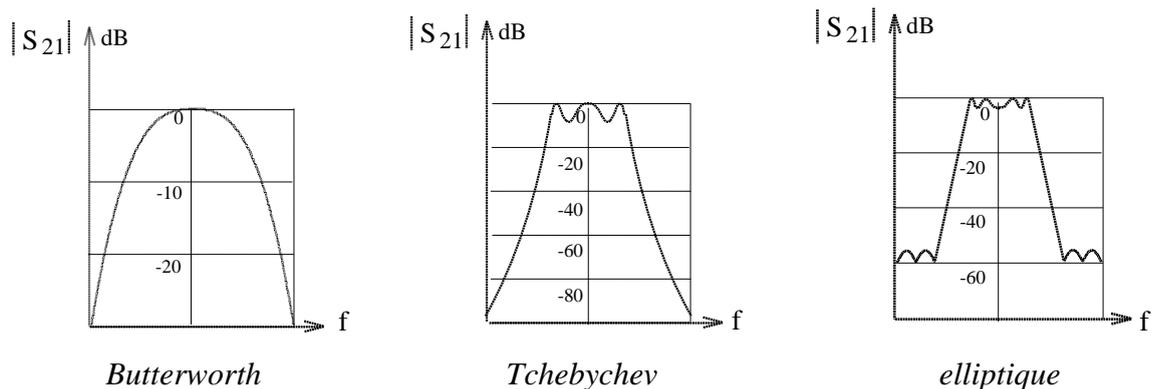


Figure I.12 : Allure générale des trois types de filtres

↪ Filtre Butterworth :

Ce type de filtre ne présente aucune ondulation dans la bande passante, mais en contrepartie, il offre une mauvaise réjection hors bande. Cette dernière peut être

améliorée par une augmentation du nombre de pôles, mais elle reste cependant moins bonne que celle des autres types de filtres. De ce fait, ce type de filtres n'a aucun intérêt pour des applications radiométriques.

↳ Filtre Tchebychev :

Ces filtres tolèrent une légère ondulation dans la bande, mais possèdent une meilleure réjection que le filtre Butterworth.

↳ Filtre elliptique :

La fonction de filtrage elliptique possède des zéros de transmission en dehors de la bande, ce qui conduit à une meilleure réjection en limite de bande passante. La réalisation de tels filtres nécessite l'obtention de couplages négatifs entre certains éléments du circuit, ce qui rend la conception plus délicate. Une présentation complète sur la théorie des fonctions elliptiques est présentée dans la référence [5].

III.2 SYNTHÈSE DE FILTRE PASSE-BANDE [2], [8]

III.2.1. FILTRES TCHEBYCHEV

Un filtre Tchebychev admettant une ondulation ε dans sa bande passante, l'atténuation est alors :

$$\alpha(\omega)_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \left[1 + \varepsilon T_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right] \quad (\text{I-11})$$

où $T_n(\omega)$ représente les polynômes de Tchebychev définis par :

$$\begin{aligned} T_n(\omega) &= \text{ch}(n \cdot \text{arch}(\omega)) && \text{hors bande} \\ T_n(\omega) &= \cos(n \cdot \text{ar cos}(\omega)) && \text{dans la bande} \end{aligned}$$

et n l'ordre du filtre

La fonction de filtrage Tchebychev peut être synthétisée par un réseau en échelle passe-bas composé d'éléments capacitifs et selfiques normalisés (cf. figure I.13).

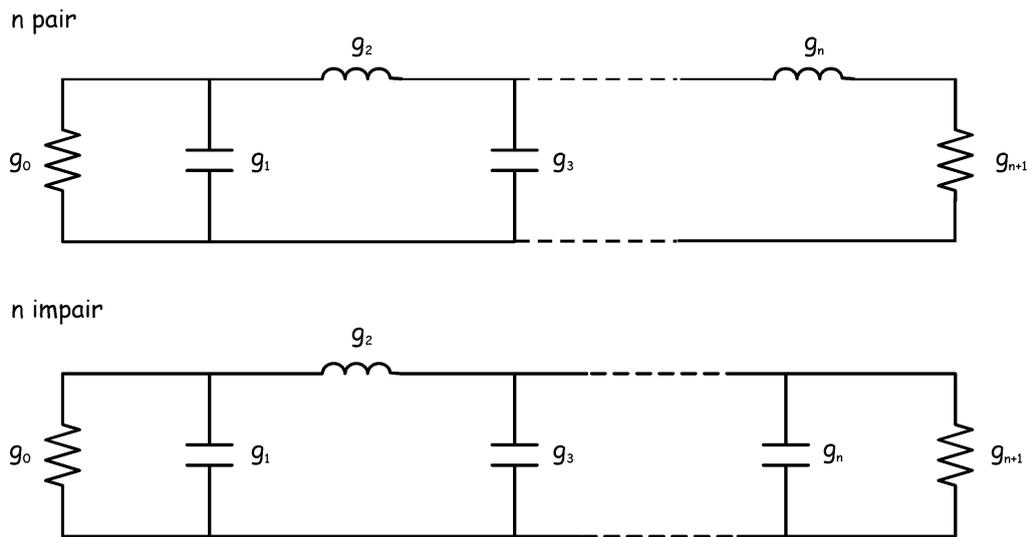


Figure I.13 : Schéma équivalent passe-bas

Les valeurs des éléments g_i sont connues et tabulées, elles dépendent de l'ordre du filtre et de l'ondulation dans la bande passante.

Connaissant les éléments du réseau passe-bas en échelle présentés en figure I.13, l'étape suivante de la synthèse des filtres consiste à rechercher le schéma équivalent passe-bande de ce réseau. L'utilisation d'une transformation passe-bas \rightarrow passe-bande permet de transformer chaque élément série du réseau passe-bas en un circuit résonant série, et chaque élément parallèle en un circuit résonant parallèle.

Ainsi, la cellule élémentaire passe-bas (figure I.14) devient le circuit (figure I.15).

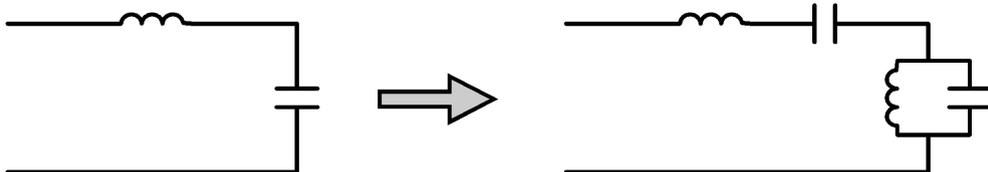


Figure I.14 :
Transformation passe-bas



Figure I.15 :
passe-bande

Le réseau passe-bas de la figure I.13 devient alors (figure I.16) :

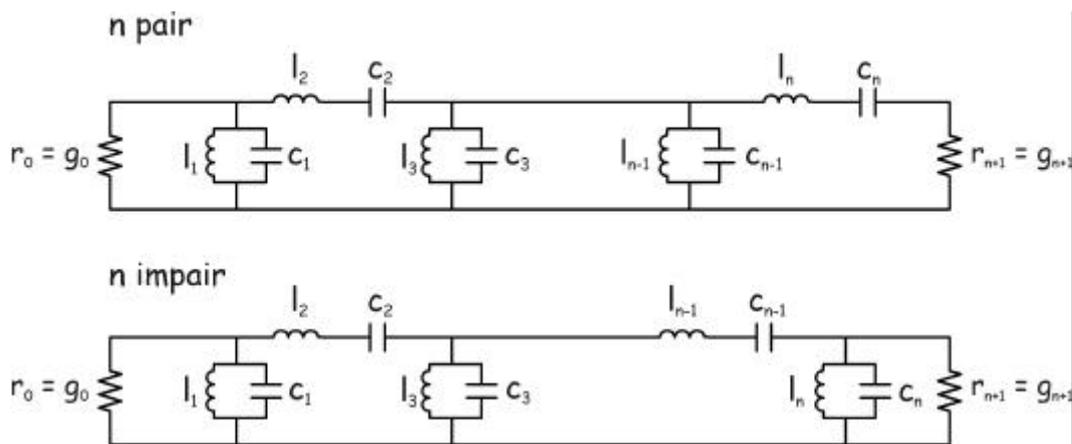


Figure I.16 : Schéma équivalent passe-bande

avec
$$l_i = \frac{g_i}{B \omega_0}$$

$$c_i = \frac{B}{g_i \omega_0} \quad i = 1 \dots n \quad (\text{I-12})$$

et
$$B = \frac{\Delta f}{f_0}$$

avec f_0 : fréquence centrale du filtre
 Δf : bande passante

Nous pouvons alors définir le facteur de qualité externe Q_{ee} traduisant le couplage à l'entrée du filtre et Q_{es} le couplage à la sortie :

$$Q_{ee} = \frac{g_0 \cdot g_1}{B} \quad (\text{I-13})$$

$$Q_{es} = \frac{g_n \cdot g_{n+1}}{B}$$

D'autre part, les coefficients de couplage k_{ij} seront donnés par :

$$k_{ij} = \frac{B}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad i = 1, 2, \dots, (n-1) \quad (\text{I-14})$$

La synthèse de filtres permet donc de calculer les paramètres électromagnétiques du filtre, à savoir les coefficients de couplage Q_e et k à partir d'un gabarit de filtre fixé (fréquence centrale, bande passante, ondulation dans la bande).

La méthode exposée en annexe I nous permet, connaissant les valeurs de Q_e et k , de remonter aux valeurs des éléments localisés du schéma équivalent du filtre.

III.2.2. FILTRES ELLIPTIQUES

La fonction de filtrage d'un filtre elliptique est complexe si elle tient compte de la présence des zéros de transmission. Le programme FILCAV [7] développé par le CNES (Centre National d'Etudes Spatiales) permet par itération successives de synthétiser la fonction de transfert d'un filtre à partir d'un gabarit fixé.

Un filtre elliptique sans pertes à N pôles ($N = 2m$) est représenté par le schéma suivant (figure I-17).

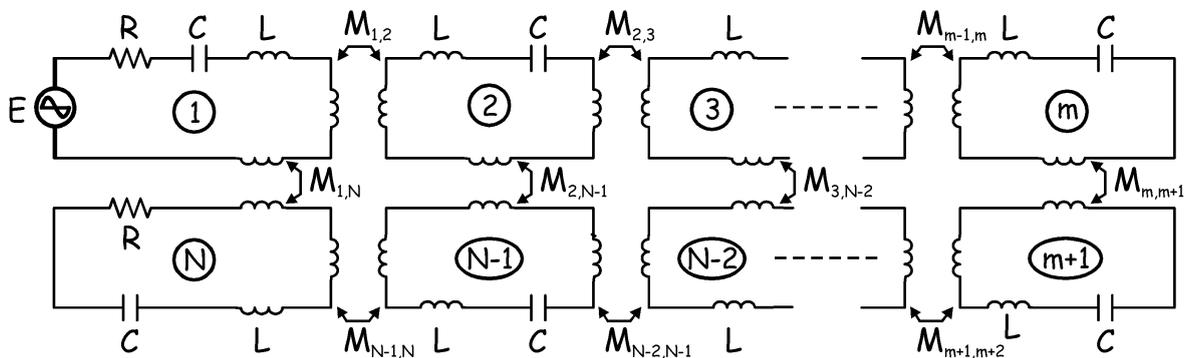


Figure I.17 : Schéma en éléments localisés d'un filtre elliptique

L'application de la loi des mailles dans un tel circuit donne les $N = 2m$ équations :

$$\begin{cases} E = \left(R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega} \right) I_1 + jM_{12} I_2 + j\omega M_{1N} I_N \\ 0 = j\omega M_{12} I_1 + \left(jL\omega + \frac{1}{jC\omega} \right) I_2 + j\omega M_{23} I_3 + j\omega M_{2,N-1} I_{N-1} \\ \vdots \\ 0 = jM_{1N} I_1 + \left(R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega} \right) I_N + j\omega M_{N-1,N} I_{N-1} \end{cases} \quad (I-15)$$

où I_i représente le courant circulant dans la maille i

Ce système d'équations, transposé sous forme matricielle et normalisé donne [7] :

$$\begin{pmatrix} \mathbf{E} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} = [\mathbf{Z}] \begin{pmatrix} \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{I}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{I}_N \end{pmatrix} \quad \text{avec } [\mathbf{Z}] = [\mathbf{R}] + j[\mathbf{M}] + [\mathbf{S}] \cdot [\mathbf{I}_d] \quad (\text{I-16})$$

$$\text{où } [\mathbf{R}] = \begin{bmatrix} 1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{R} : \text{résistance d'entrée / sortie normalisée}$$

$$[\overline{\mathbf{M}}] = \begin{bmatrix} 0 & \overline{\mathbf{M}}_{12} & \overline{\mathbf{M}}_{1N} \\ \overline{\mathbf{M}}_{12} & 0 & \\ \overline{\mathbf{M}}_{1N} & & 0 \end{bmatrix} \quad \text{matrice des couplages normalisés}$$

$$[\mathbf{S}] \cdot [\mathbf{I}_d] = \begin{bmatrix} \left| \frac{\omega_0}{\omega_1} \right|^2 - 1 & & 0 \\ & & \left| \frac{\omega_0}{\omega_N} \right|^2 - 1 \\ 0 & & \left| \frac{\omega_0}{\omega_N} \right|^2 - 1 \end{bmatrix} \quad \omega_i : \text{pulsation de résonance de la cellule } i$$

Le programme FILCAV permet d'obtenir la matrice $[\overline{\mathbf{M}}]$ et les valeurs de résistances r à partir des caractéristiques du filtre à synthétiser.

Il faut ensuite effectuer une dénormalisation de ces valeurs afin de remonter aux valeurs réelles des couplages. Ainsi, la relation (I-17) permet de calculer le facteur de qualité externe Q_e et la relation (I-18), les coefficients de couplage k_{ij} :

$$Q_e = \frac{f_0}{\Delta f \cdot r} \quad (\text{I-17})$$

$$k_{ij} = \frac{\overline{\mathbf{M}}_{ij} \times \Delta f}{f_0} \quad (\text{I-18})$$

$$\mathbf{M}_{ij} = L \times \frac{\Delta f}{f_0} \overline{\mathbf{M}}_{ij} \quad (\text{I-19})$$

Enfin, les valeurs des couplages étant connues, il est facile de déterminer les éléments localisés du schéma équivalent (cf. annexe I).

Les synthèses des filtres Tchebychev et elliptiques abordées précédemment vont nous permettre d'extraire les différents coefficients de couplages correspondant aux gabarits des filtres que nous allons décrire ci-après :

III.3 DEFINITION DES GABARITS DE FILTRAGE

Cette partie définit les besoins en terme de filtrage au niveau de l'instrument radiométrique aux fréquences 18,7 GHz – 36,5 GHz et 89 GHz. Cela correspond en fait à la spécification de fonction de transfert de la chaîne de réception.

III.3.1. SPECIFICATIONS DU GABARIT

Les filtres passe-bande à réaliser aux différentes fréquences devront vérifier le cahier des charges défini par le gabarit suivant (figure I-18).

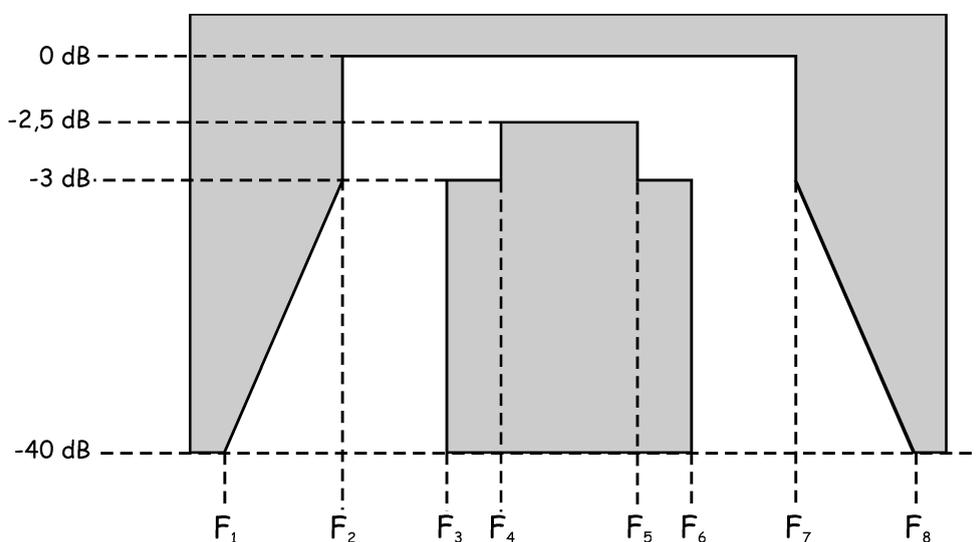


Figure I.18 : Gabarit théorique des filtres à réaliser

Le cahier des charges spécifie que la forme de la réponse du filtre est soumise aux contraintes suivantes :

- ↪ La bande passante minimale à -3 dB (définie par F6-F3 sur la figure I-18), pour être en accord avec les performances radiométriques désirées, doit correspondre à 90 % de la bande passante maximale à -3 dB (F7-F2).
- ↪ La bande passante à $-2,5$ dB (définie par F5-F4 sur la figure I-18), doit être égale à 75 % de la bande passante minimum à -3 dB (F6-F3).
- ↪ La bande passante à -40 dB maximale (F8-F1) doit être égale à deux fois la bande passante maximale à -3 dB (F7-F2).

De plus, un autre paramètre très important devra être impérativement respecté ; il s'agit de la réjection hors bande. La réjection hors bande maximale qu'il ne faudra pas dépasser sera défini comme étant l'écart de fréquence correspondant au passage du niveau -3 dB à -40 dB soit sur la figure I-18, $F8-F6 = F3-F1$.

Une autre contrainte est que le niveau de la réponse en transmission ne remonte pas au-dessus de -40 dB hors bande et ceux sur une plage fréquentielle correspondant à quatre fois la bande passante maximale à -3 dB.

Cette dernière contrainte impose d'adopter une réponse de filtre de type elliptique avec deux zéros de transmissions. Le niveau de réjection hors bande ne doit pas excéder -40 dB afin de satisfaire au gabarit de filtrage.

III.3.2. CONTRAINTES DE FILTRAGE

Les contraintes de filtrage, imposées par l'industriel ASTRIUM, pour les fréquences 18,7 GHz, 36,5 GHz et 89 GHz sont regroupées dans le tableau I-1.

Fréquence centrale	18,7 GHz	36,5 GHz	89 GHz
Bande passante maximum à -3 dB	200 MHz	1 GHz	3,5 GHz
Bande passante minimum à -3 dB	180 MHz	900 MHz	3,15 GHz
Bande passante à $-2,5$ dB	135 MHz	675 MHz	2,36 GHz
Bande passante à -40 dB	400 MHz	2 GHz	7 GHz
Réjection hors bande maximale	110 MHz	550 MHz	1925 MHz

Tableau I-1 : Contraintes de filtrages

La connaissance de tous ces paramètres permet, grâce au logiciel FILCAV, d'en extraire la matrice des coefficients de couplages correspondant. Ces résultats seront donnés au chapitre III, lorsque nous nous intéresserons à la réalisation des filtres.

Il est cependant important de noter que, pour l'ensemble de ces filtres, le paramètre le plus important et le plus difficile à respecter reste la réjection hors bande.

Dans le domaine du filtrage, la réjection hors bande est fixée par la valeur d'un coefficient exprimant les performances électriques d'un filtre. Ce coefficient est le facteur de qualité à vide. Plus la valeur du coefficient de qualité à vide est grande et meilleure sont les performances électriques des filtres. Cela se traduit par une réjection hors bande très faible et un niveau de la réponse en transmission proche de 0 dB dans la bande.

III.3.3. DETERMINATION DU FACTEUR DE QUALITE MINIMAL A RESPECTER

En imposant la valeur du facteur de qualité à vide dans le logiciel de synthèse FILCAV, nous avons étudié la variation des pertes d'insertions ainsi que la réjection hors bande en fonction de la valeur des facteurs de qualité à vide (figures I-19, I-20 et I-21).

* Filtre passe-bande à 4 pôles pseudo-elliptique à 18,7 GHz

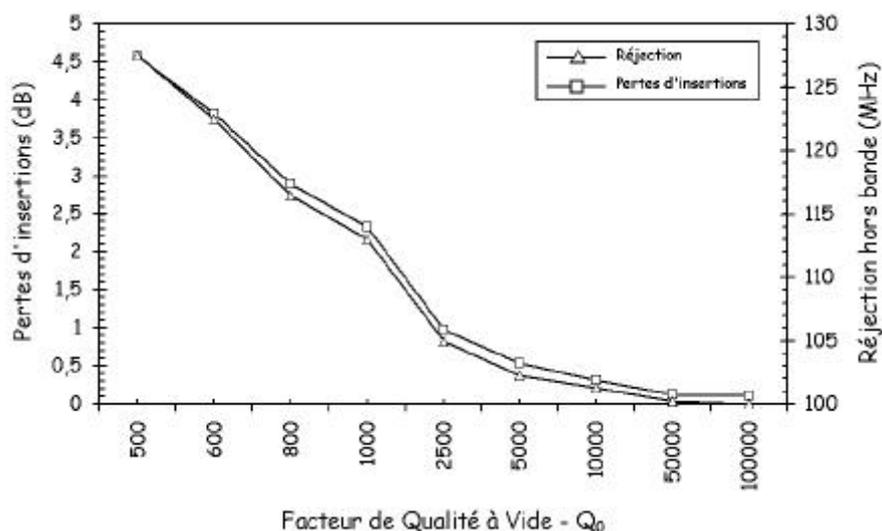
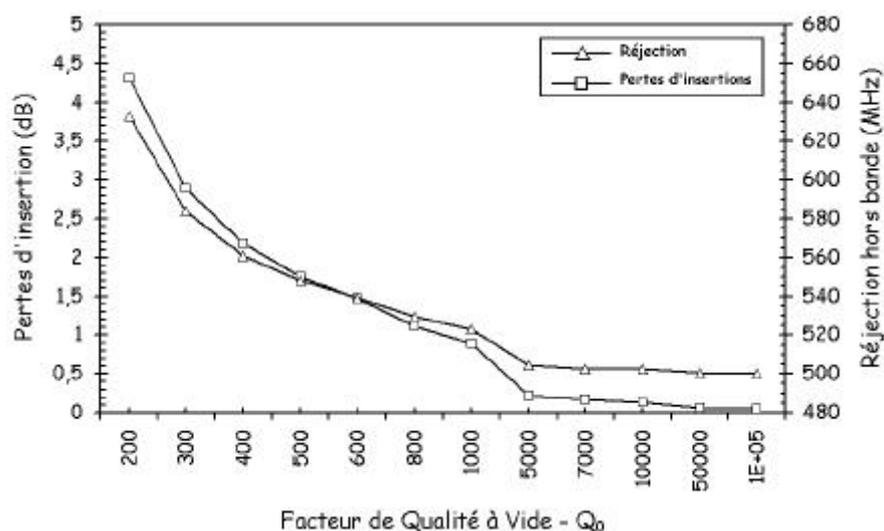
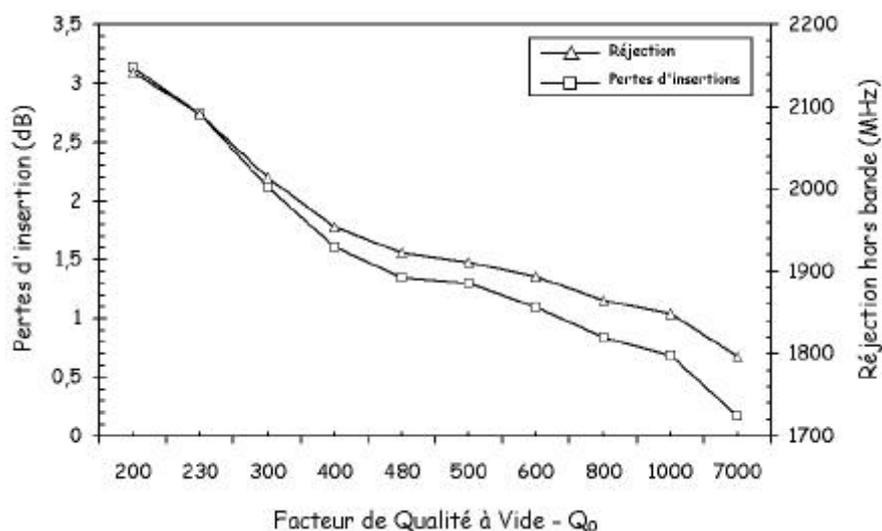


Figure I.19 : Evolution des performances du filtre à 18,7 GHz en fonction du Q_0

* Filtre passe-bande à 4 pôles pseudo-elliptique à 36,5 GHzFigure I.20 : Evolution des performances du filtre à 36,5 GHz en fonction du Q_0 * Filtre passe-bande à 4 pôles pseudo-elliptique à 89 GHzFigure I.21 : Evolution des performances du filtre à 89 GHz en fonction du Q_0

A partir de l'évolution de la réjection hors bande en fonction du facteur de qualité à vide pour les trois fréquences, nous avons déterminé le facteur de qualité minimal permettant de satisfaire aux contraintes de filtrage (tableau I-2).

Fréquence centrale	18,7 GHz	36,5 GHz	89 GHz
Réjection	110 MHz	550 MHz	1925 MHz
Facteur de qualité à vide	1480	500	480
Pertes d'insertions	1,6 dB	1,75 dB	1,35 dB

Tableau I-2 : Facteurs de qualité à vide minimal à respecter

Afin de pouvoir satisfaire à ces valeurs de facteurs de qualité à vide, nous allons recenser toutes les technologies de filtres existantes. Au travers de cette recherche nous dégagerons la technologie la plus adaptée aux contraintes de filtrage imposées.

IV. DESCRIPTION DES DIFFERENTES TECHNOLOGIES DE FILTRES

Dans cette partie, une étude des différentes technologies utilisées dans le domaine du filtrage est menée. Ainsi, les deux principales catégories, la technologie volumique et la technologie planaire seront analysées. Une synthèse des avantages et des inconvénients de chaque technologie permettra au final de choisir la technologie adaptée aux contraintes de filtrages.

IV.1 LES FILTRES PASSIFS VOLUMIQUES

Les filtres volumiques sont principalement utilisés pour leurs performances électriques remarquables. Ainsi, leurs facteurs de qualité à vide très élevés permettent à ces filtres d'obtenir des réponses présentant de faibles pertes et très sélectives, c'est-à-dire ayant une très grande réjection hors bande. De plus, ils peuvent supporter de fortes puissances ce qui les rends attractifs pour des applications dans les communications spatiales.

Les filtres volumiques peuvent être regroupés en différentes familles telles que :

- ↪ les filtres à cavités métalliques,
- ↪ les filtres à guides d'ondes,
- ↪ les filtres à résonateurs diélectriques.

IV.1.1. LES FILTRES A CAVITES METALLIQUES

Les filtres à cavités métalliques résonantes sont apparues au début des années 1940. Depuis, ils ont connus une évolution importante permettant de réduire leur poids et d'améliorer leurs performances électriques. Réalisés grâce à deux types de cavités, cylindriques ou parallélépipédiques, ils présentent l'avantage de pouvoir fonctionner sur des modes duaux ce qui diminue fortement l'encombrement global du filtre (figure I.22).

Pour des besoins de réglages, lors de la phase de mesures, il est nécessaire d'ajouter des vis afin de jouer mécaniquement sur les coefficients de couplage et d'accorder le filtre en fréquence (figure I.23.a). Dans un souci de reproductibilité, de récents travaux ont montré que ces vis pouvaient être remplacées par des inserts métalliques (figures I.23.b et I.23.c) [10], [11], ou par des pastilles métalliques évidées en forme d'iris rectangulaire (figure I.23.d) permettant ainsi le réglage du couplage inter-modes.

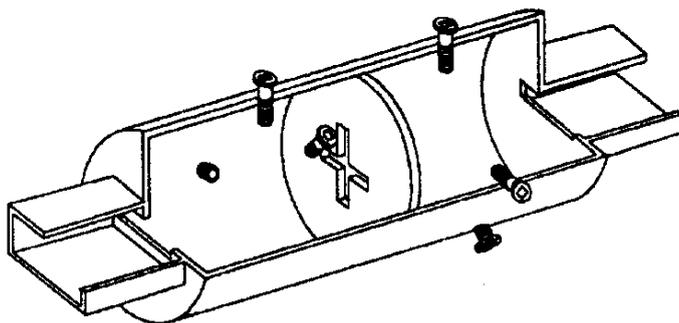


Figure I.22 :

Filtre 4 pôles à cavité métallique conventionnel avec vis de réglage

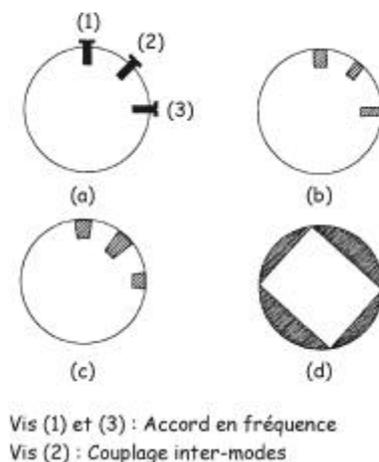


Figure I.23 :

Différents systèmes de couplages inter-mode dans une cavité cylindrique

Le problème de ces différents types de couplages réside dans leur difficulté de conception mécanique. C'est pourquoi, afin de faciliter la fabrication du système de couplage inter-modes, un iris circulaire métallique évidé est employé (figure I.24). Positionné au milieu de la hauteur de la cavité (figure I.25), il permet le couplage des deux modes dégénérés ainsi que l'équilibrage des phases contrôlé par le rayon de l'ouverture circulaire. Cet iris permet d'éliminer les modes parasites des systèmes de couplage conventionnels sur de larges bandes de fréquence.

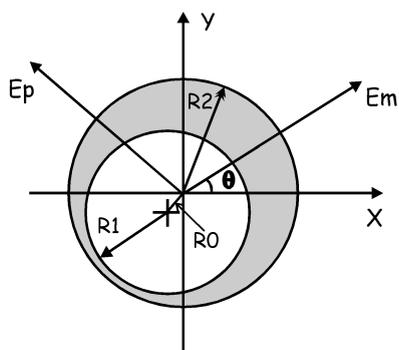


Figure I.24 :
Iris de couplage métallique

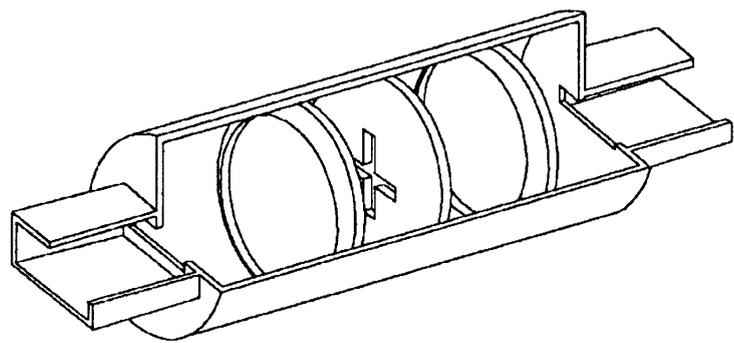


Figure I.25 :
**Filtre 4 pôles à cavités métalliques
avec des iris de couplage**

Les performances du filtre quatre pôles elliptique [12] à cavités métalliques montrent, pour une fréquence centrale de 12,6 GHz ainsi qu'une largeur de bande relative de 0,3 %, un facteur de qualité à vide situé entre 14 000 et 15 000. Excité sur le mode TE_{113} , l'isolation fréquentielle de ce type de filtre est de 700 MHz par rapport au premier mode supérieur.

Bien d'autres évolutions ont été apportées à ce type de filtre en cavité métallique cylindrique [13], [14], pour remplacer les systèmes de couplage à vis conventionnels et afin de diminuer les incertitudes d'usinage.

Une alternative aux structures à cavités métalliques cylindriques est d'utiliser des cavités métalliques rectangulaires à mode d'aux (figure I.26). Chaque cavité est excitée sur deux modes orthogonaux d'une seule famille de mode $TE_{m,o,n}$. L'énergie électromagnétique de l'ensemble des modes résonants est alors couplée dans chaque cavité par des iris inductifs assymétriques [15], [16], [17].

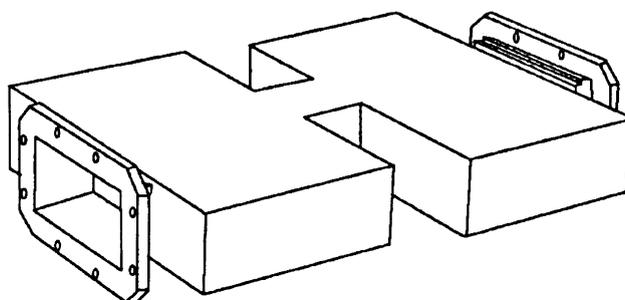


Figure I.26 : Filtre 4 pôles elliptique à cavités métalliques rectangulaires

La réponse du filtre quatre pôles elliptique montre, pour un facteur de qualité à vide de 14 000, des pertes d'insertion de 0,4564 dB dans la bande passante qui fait 0,25 % à une fréquence centrale de 11,75 GHz. Les performances de ce type de filtres sont quasiment semblables aux filtres à cavités métalliques cylindriques, mais la réalisation des cavités métalliques rectangulaires passe par des procédés de fabrication moins complexes que pour les cavités cylindriques.

Les filtres à cavités rectangulaires acceptent de fortes puissances vu qu'il n'y a pas d'épaisseur d'iris de couplage et de plus, le filtre tout inductif est plus facilement intégrable dans la charge utile et offre un comportement thermique bien meilleur. Le seul handicap à ce type de filtre est l'ajout, en phase de réglage final, de vis afin d'ajuster la réponse fréquentielle (figure I.27).

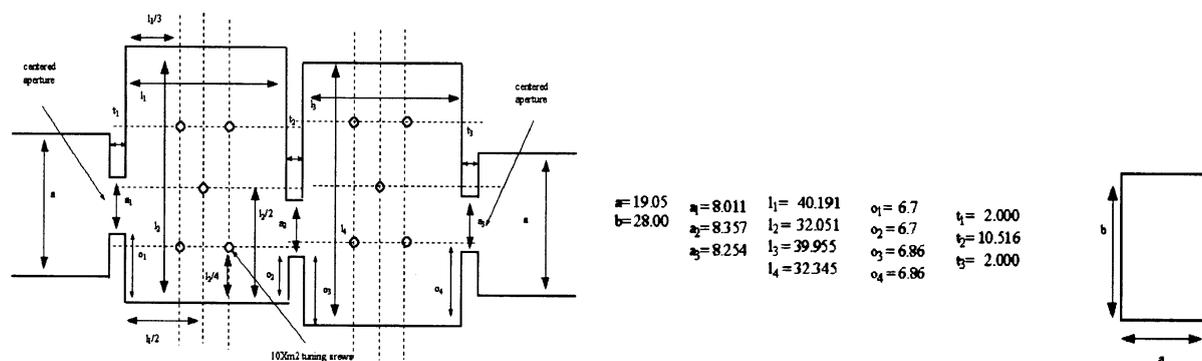


Figure I.27 : Filtre à cavité métallique rectangulaire avec vis de réglage

Qu'ils soient à cavités cylindriques ou parallélépipédiques, ces filtres sont voués à des applications spatiales très faible bande et demandant une très forte sélectivité. Cependant, bien que des méthodes d'optimisation de ces filtres sans vis voient le jour [18], les modèles de vols sont toujours équipés de vis de réglage ce qui entraîne une faible reproductivité et un coût de production élevé.

IV.1.2. LES FILTRES A GUIDES D'ONDES [19]

Les applications conventionnelles en microonde et aux fréquences millimétriques des filtres en guide d'onde avec des configurations variées comme les lignes à ailette, les inserts métallisés et les fenêtres inductives font l'objet d'attentions particulières ces dernières années [20], [21], [22], [23].

Dans les filtres en guides d'ondes conventionnels, les couplages inter-résonateurs sont purement magnétiques et sont calculés suivant la direction longitudinale. Ainsi, la longueur totale des filtres en guides d'ondes dépend fortement du nombre de pôles du gabarit. L'évolution récente de ces filtres réside dans l'adoption d'une configuration de résonateurs en guides disposés de façon parallèle les uns aux autres et couplés magnétiquement [24] (figure I.28) par des sections de guides dont les longueurs sont de l'ordre de $\lambda/4$ à la fréquence centrale.

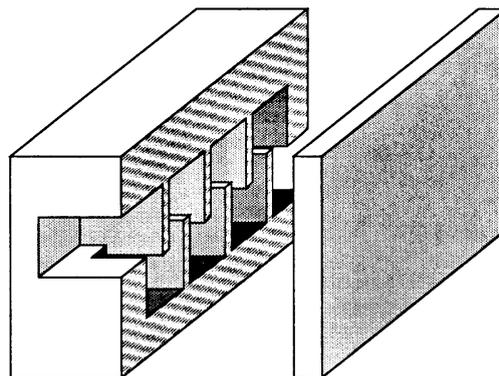


Figure I.28 : Configuration du filtre en guide d'onde à lignes couplées

Cette configuration offre l'avantage de réduire la longueur totale du filtre. Le réglage de ce filtre est basé sur la théorie générale des filtres à lignes couplées [25]. De plus, le couplage magnétique, dû à la configuration de ce type de filtre permet d'améliorer les performances électriques des filtres en guides d'ondes conventionnels. Ainsi, il a été conçu un filtre passe-bande Tchebychev à cinq pôles dont la fréquence centrale est de 20 GHz avec 1,2 % de bande et montrant 2 dB de pertes d'insertions.

Outre les dimensions importantes des filtres à guides d'ondes, une autre limitation vient des accès coaxiaux standards qui viennent diminuer le facteur de qualité à vide du filtre. Une solution est alors d'adopter des guides d'ondes diélectriques présentant des accès planaires [26], [27]. Les connecteurs coaxiaux d'excitation sont alors positionnés directement sur les accès planaires situés sur certaines faces du guide d'onde diélectrique (figure I.29). Cette technique permet de maintenir le facteur de qualité à vide du résonateur constant.

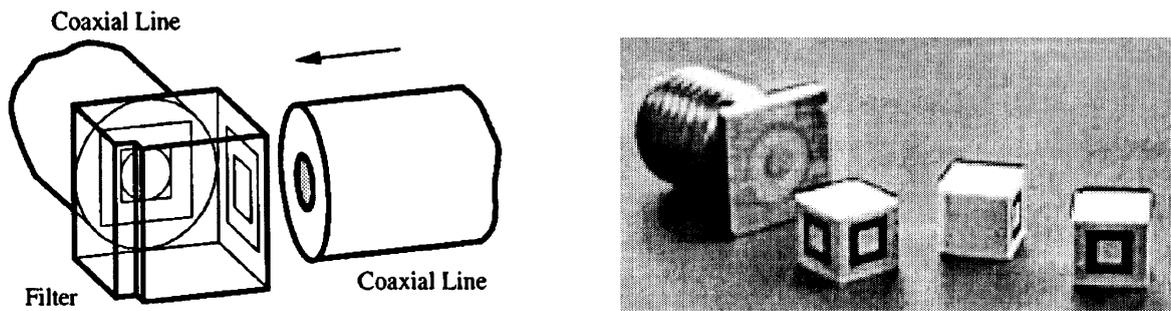


Figure I.29 : Excitation des filtres à guide d'onde diélectrique dont les accès sont planaires

Les guides d'ondes diélectriques sont des cubes de céramiques monolithiques dont la permittivité relative est de 7,9. En insérant une encoche carrée sur l'un des côtés, on peut concevoir des guides d'ondes diélectriques à modes duaux, ce qui contribue ainsi à miniaturiser les filtres.

Un filtre deux pôles Tchebychev a ainsi été conçu en bande K dont la fréquence centrale est 22 GHz montrant un facteur de qualité à vide de 523 alors qu'il est de 978 à 13 GHz. Pour une bande passante de 1,75 GHz les pertes d'insertions mesurées dans la bande passante sont de l'ordre de 2,1 dB. Cependant, la montée en fréquence de cette technologie reste limitée par le coefficient de qualité extérieur à atteindre. En effet, si la valeur de ce paramètre est trop élevée, les plots de connexions des guides d'ondes diélectriques deviennent trop petits et par conséquent difficile à positionner en face des lignes coaxiales.

D'après ces quelques exemples et ceux présentés dans la littérature [28], [29], [30], les filtres en guides d'ondes ont évolué afin de diminuer leur encombrement, et améliorer leurs performances. Cependant, pour des applications aux fréquences millimétriques, cette technologie ne propose pas une facilité d'intégration suffisante dans une charge utile, de par la complexité et la fiabilité des interconnexions à mettre en œuvre.

IV.1.3. LES FILTRES A RESONATEURS DIELECTRIQUES

L'utilisation des filtres à résonateurs diélectriques est apparue à la fin des années 1960. Ils se sont substitués peu à peu aux filtres à cavités métalliques. Ils sont basés sur l'utilisation de résonateurs diélectriques de formes cylindriques [31] et parallélépipédiques [32]. Ces résonateurs diélectriques présentent des facteurs de qualité à vide élevés suivant le matériau

utilisé. Typiquement, pour des applications de filtrage, les meilleurs matériaux commercialisés présentent un produit $fQ = 300\,000$ à 1 GHz.

De plus, ces résonateurs diélectriques montrent une bonne stabilité thermique, un faible coût de fabrication ainsi qu'un encombrement et un poids moins important que les cavités métalliques résonantes.

Un exemple de réalisation utilisant des résonateurs parallélépipédiques est donné sur la figure I.30. Il s'agit d'un filtre Tchebycheff à trois pôles à la fréquence centrale de 26 GHz [32].

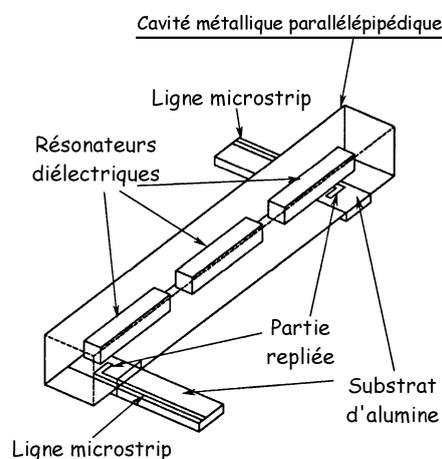


Figure I.30 : Filtres 3 pôles Tchebycheff utilisant des résonateurs diélectriques parallélépipédiques

Disposés dans une cavité parallélépipédique, les résonateurs diélectriques d'entrée sont excités par des lignes microstrip. Les couplages étant réalisés suivant la longueur de la ligne microstrip pour le couplage d'entrée et par la distance inter-résonateur pour les couplages inter-résonateurs. Ainsi, ce filtre réalisé à la fréquence centrale de 26 GHz avec 0,4 % de bande a montré, pour un facteur de qualité à vide de 2000, des pertes d'insertions de 1,7 dB dans la bande passante.

D'autres systèmes d'excitations comme les sondes, magnétiques ou électriques, ainsi que les guides d'ondes existent. Ainsi, un filtre cinq pôles Tchebycheff a été réalisé grâce à cinq résonateurs diélectriques cylindriques excités par des guides d'ondes en téflon [34] (figure I.31).

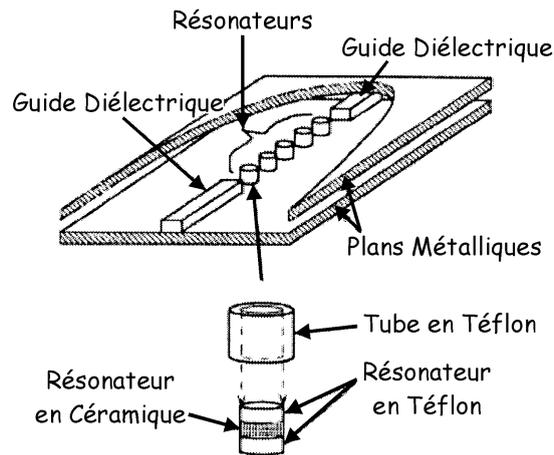


Figure I.31 : Filtre elliptique 4 pôles à modes duaux utilisant des résonateurs diélectriques à encoches

Mesuré à une fréquence centrale de 60 GHz avec une bande passante de 4,1 %, ce filtre présente des pertes d'insertion de 0,3 dB grâce à un facteur de qualité à vide de 2300.

Les filtres à résonateurs diélectriques conventionnels résident dans l'utilisation de résonateurs diélectriques cylindriques placés dans une cavité métallique cylindrique [33] (figure I.32).

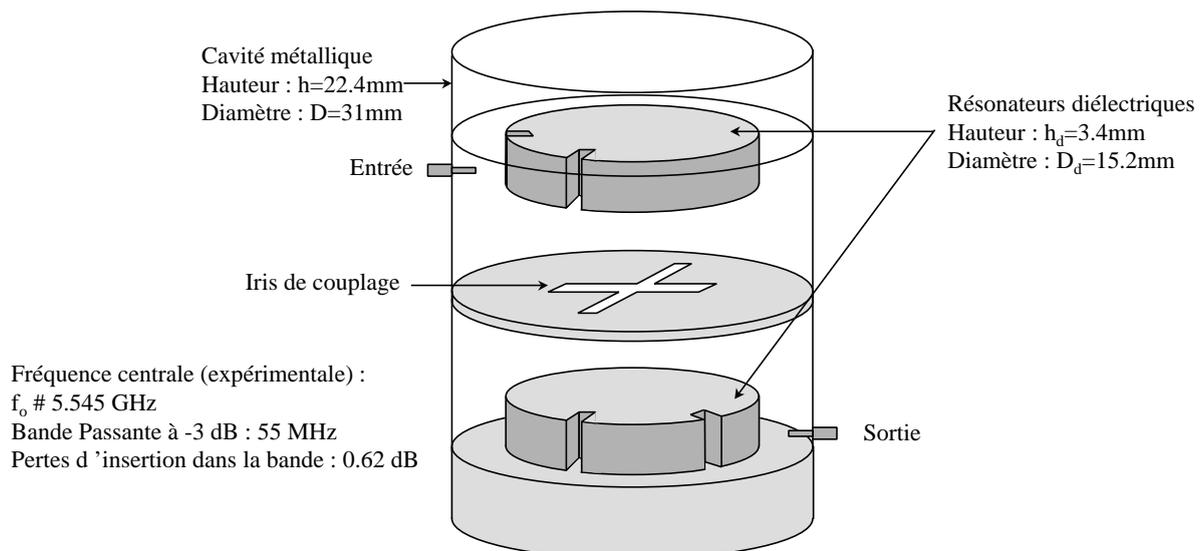


Figure I.32 : Excitation d'un filtre par des guides d'ondes diélectrique

L'iris en croix placé au centre du filtre (entre les deux résonateurs diélectriques) permet de réaliser le couplage entre les deux résonateurs pour chaque polarisation. L'utilisation d'encoches sur les résonateurs diélectriques réalise le couplage entre les deux polarisations du même résonateur. Ainsi, un filtre quatre pôles elliptique a été réalisé à une fréquence centrale de 5,545 GHz avec 1 % de bande passante. Ayant un facteur de qualité à vide de 7500, les pertes d'insertion de ce type de filtre sont de 0,62 dB dans la bande.

Les principales évolutions des filtres à résonateurs diélectriques résident dans l'amélioration des systèmes d'excitations, afin de limiter les pertes d'insertions [35] mais aussi de surdimensionner les résonateurs diélectriques conventionnels pour des applications millimétriques. Cela étant réalisé par l'excitation des modes de galeries [36]. Excités par des lignes microrubans, ils présentent l'avantage d'être facilement intégrables dans un environnement planaire. Cependant, le positionnement des résonateurs diélectriques par rapport aux lignes d'excitations reste délicat à réaliser.

Finalement, avec la montée en fréquence, la mise en œuvre des résonateurs diélectriques dans les systèmes de filtrage devient délicate. Tout d'abord, de par leur petite taille et ensuite à cause des systèmes d'excitation adoptés qui dégradent fortement le facteur de qualité à vide de la structure et donc augmente les pertes d'insertion des filtres.

IV.2 LES FILTRES PLANAIRES

Depuis de nombreuses années, les filtres planaires ont subi d'important développement tant au niveau des topologies adoptées que des méthodes de conception.

Le faible encombrement de ces dispositifs, leur parfaite intégration à l'environnement électronique et leur grande reproductibilité, associée à des coûts de production relativement peu élevés, permettent la réalisation complète d'un système microonde en technologie MMIC et hybride. Le point faible des filtres planaires est de présenter des pertes importantes. En effet, leur faible facteur de qualité à vide Q_0 réduit la sélectivité et n'autorise pas la réalisation de bandes passantes étroites (moins de 1 %).

Les travaux actuels, par l'adoption de nouvelles technologies (supraconductivité, micro-usinage, multi-couche, suspendue, technologie hybride passif / actif,...) améliore

nettement les performances électriques des filtres planaires et favorise en plus leurs montées aux fréquences millimétriques.

IV.2.1. LES FILTRES PLANAIRES CLASSIQUES

Les nombreuses études réalisées sur les filtres planaires ([39], [40], [41], [42], [43]) ont permis le développement d'un nombre important de topologies et de méthodes de conception. On peut classer les filtres planaires en trois grandes catégories :

- ↳ les filtres à éléments localisés,
- ↳ les filtres à résonateurs linéiques,
- ↳ les filtres à résonateurs non linéiques (type patch).

IV.2.1.1 Les filtres à éléments localisés

Ces types de filtres correspondent à la transcription directe d'un modèle équivalent basse fréquence microondes. Par exemple, les inductances pouvant être réalisées sous formes de ligne en spirale, les capacités à l'aide de lignes interdigitées ou de diélectriques séparant la surface métallique (figure I.33).



Figure I.33 : Éléments localisés

Ces filtres sont caractérisés par leur intégration importante (technologie MMIC), mais les pertes élevées dues aux faibles coefficients de qualité des éléments localisés doivent être compensées par l'intégration d'éléments amplificateurs (principe du filtrage actif [37]).

Ces éléments localisés peuvent être utilisés pour réaliser des filtres passe bande de 1,5 % à 20 % de bande passante pour des fréquences comprises entre 1 KHz et 5 GHz.

Bien que ces filtres présentent un encombrement réduit, le manque de précision dans la modélisation, dans la caractérisation du diélectrique ainsi que des processus de fabrication entraînent un décalage en fréquence de la réponse du filtre. C'est pourquoi, de tels dispositifs nécessitent alors un réglage électrique (utilisation de dispositifs d'asservissement en fréquence).

Des filtres Tchebycheff ont été réalisés en utilisant des éléments semi-localisés [38] dont la fréquence centrale était 3 GHz avec 4 % de bande passante et présentant des pertes d'insertion de l'ordre de 1,5 dB dans la bande.

Pour des applications au filtrage à des fréquences plus élevées, il sera préférable d'utiliser d'autres techniques.

IV.2.1.2 Les filtres à résonateurs linéiques

Ces filtres sont composés de tronçons de lignes dont la longueur est une fraction de la longueur d'onde guidée λ_g ($l = \lambda_g/2$ ou $l = \lambda_g/4$) du mode quasi-TEM. De taille importante aux basses fréquences, ils deviennent très attractifs avec la montée en fréquence des dispositifs.

Filtres à lignes couplées [44], [45]

Les filtres à lignes couplées sont basés sur des résonateurs en ligne de longueurs $\lambda_g/2$ ou $\lambda_g/4$ ($\lambda_g =$ longueur d'onde guidée) chargés à leurs extrémités par des courts-circuits ou des circuits ouverts. La réponse globale du filtre est déterminée par le nombre de résonateur (nombre de pôle du filtre), par les gaps entre les résonateurs (couplage inter-résonateurs), par les gaps avec les lignes d'entrée / sortie, ainsi que la largeur de ligne de chaque résonateur (qui détermine l'impédance du résonateur) (figure I.34).

L'encombrement de ce type de filtre devient important lorsque l'on augmente le nombre de résonateurs. On peut alors lui préférer des topologies plus compactes (filtres en épingles [43], filtres interdigités [44] ou pseudo-interdigités [44]).

Le couplage entre les résonateurs peut être distribué ou capacitif. Ces filtres peuvent être réalisés en technologie microruban ou coplanaire.

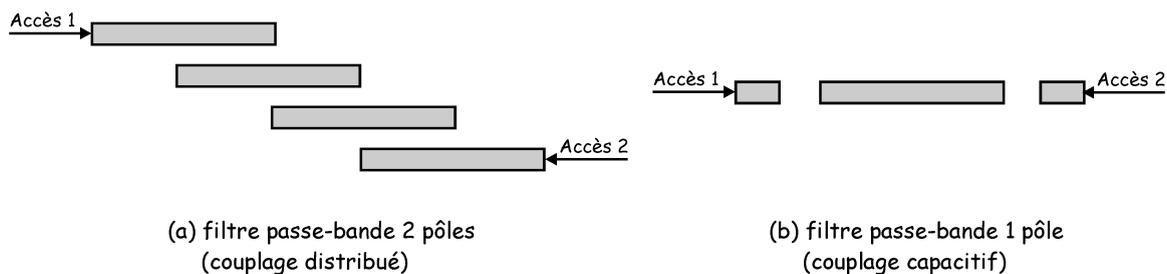


Figure I.34 : Filtres à lignes couplées

Filtres en U ou en épingles ([41], [42]) hairpin

Les filtres en épingles (figure I.35) reposent sur le même principe de fonctionnement que les filtres à lignes couplées. Le couplage entre les résonateurs est de type distribué.

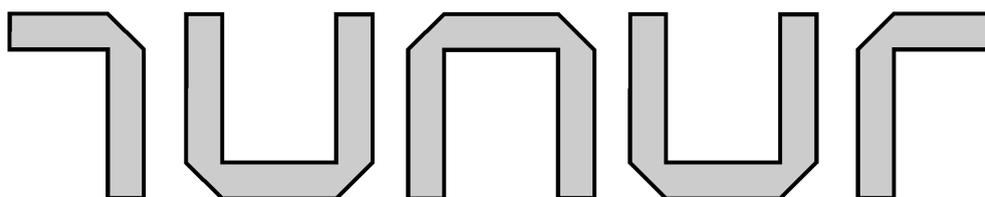


Figure I.35 : Filtres en épingle

Filtres interdigués ou pseudo-interdigués

Les filtres interdigués sont constitués de résonateurs fonctionnant sur un mode quasi-TEM dont l'une des extrémités est chargée par un circuit ouvert, l'autre étant reliée à la masse (figure I.36).

La réponse du premier harmonique est située à 3 fois la fréquence fondamentale. Ils présentent des pôles d'atténuation à $\omega = 0$ et $\omega = 2\omega_0$ d'où des performances hors bande intéressantes.

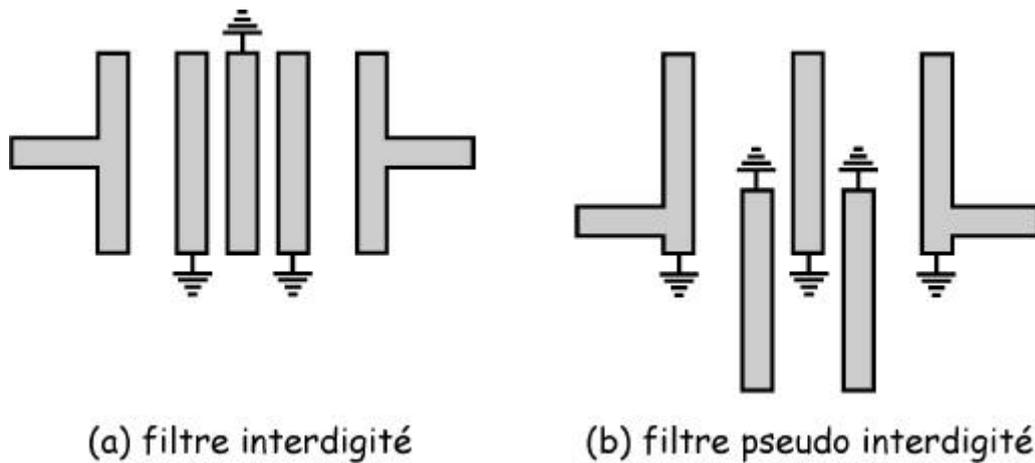


Figure I.36

De conception et d'analyse plus difficile, ces filtres présentent un encombrement très réduit. Ces différents types de filtres à résonateurs linéiques peuvent être rendus agiles en fréquence et en bande passante accordable par insertion de capacités variables où de diodes varactors. Ceci n'est pas réalisable avec des filtres volumiques où seul un accord mécanique très limité est possible.

Mais, les pertes d'insertions plus particulièrement pour des applications au filtrage à bande étroite sont très importantes. Ces filtres présentent des facteurs de qualité à vide Q_0 très faibles (pertes métalliques des lignes microrubans et des vias très élevées) et sont limités en puissance.

Filtres à stubs [44]

Les filtres à stubs utilisent des tronçons de lignes (stub) de longueur $\lambda_g/4$ ou $\lambda_g/2$ (figure I.37). La largeur du stub dépend de l'impédance à synthétiser.

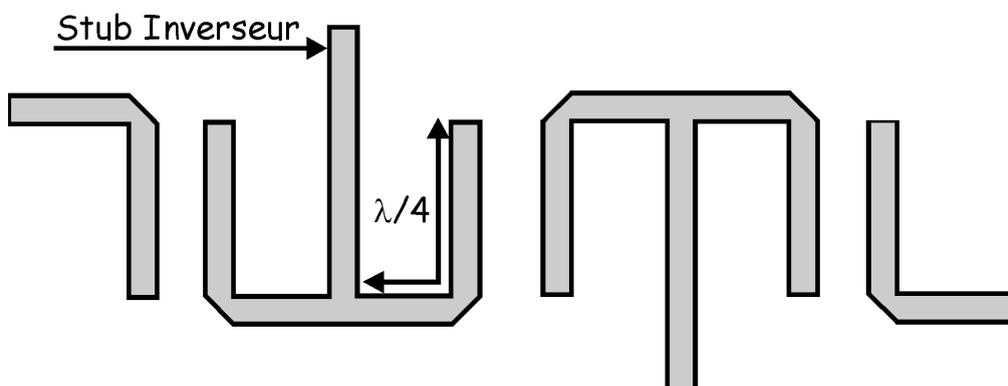


Figure I.37 : Filtre 4 pôles elliptique à stubs

Cette topologie de filtre permet de concevoir des filtres planaires encore plus compact et plus simple à étudier. De plus, avec l'emploi de la combinaison résonateur en $\lambda_g/4$ et stub, on s'affranchit des vias métallisés ce qui permet de diminuer les pertes d'insertion dans la bande. Les couplages directs réalisés contribuent aussi aux faibles pertes d'insertion. Ce filtre quatre pôles elliptique réalisé à 2,015 GHz avec 5 % de bande montre 2,4 dB de pertes d'insertions.

Il existe bien d'autres topologies de filtres planaires utilisant des résonateurs linéiques qui empruntent des formes diverses en recourbant les lignes sur elles-mêmes [45], [46] afin de réaliser des fonctions de filtrages elliptiques ou non. Cependant, il existe d'autres résonateurs dit non linéiques offrant des avantages que les résonateurs linéiques ne permettent pas.

IV.2.1.3 Les filtres à résonateurs non linéiques

Les filtres à résonateurs non linéiques utilisent des résonateurs patchs (surfaccique) de géométries variées (rectangles, triangles, patchs circulaires,...). Très utilisés pour la réalisation d'antennes, ils trouvent ainsi une application dans le domaine du filtrage microonde. En effet, ces résonateurs offrent l'avantage de présenter deux modes orthogonaux à la même fréquence. Ils permettent ainsi la conception de filtres à $2N$ pôles par l'utilisation de seulement N résonateurs. La figure I.38 présente différentes configurations de résonateurs à modes duaux.

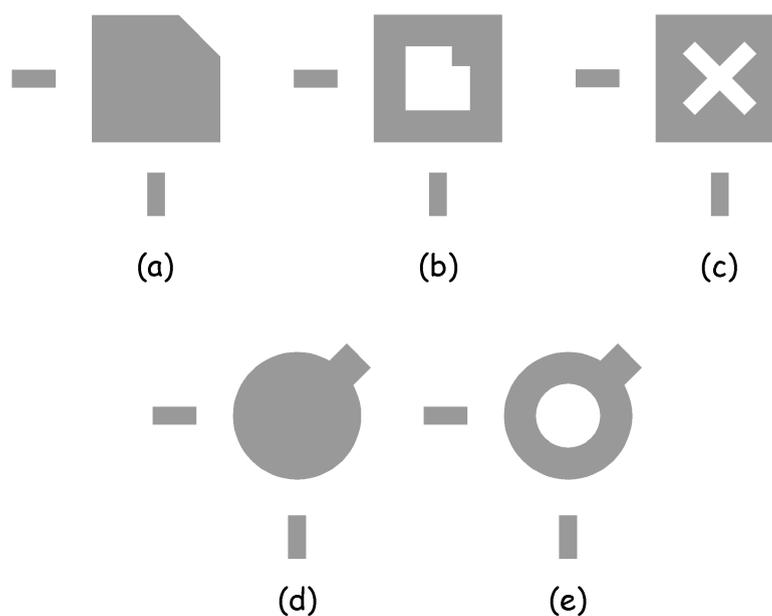


Figure I.38 : Filtre à résonateurs à modes duaux

Le couplage des deux modes duaux de ces résonateurs sont obtenus en insérant une perturbation à 45° de chacune des deux polarisations (figure I.38-a,b,d,e). Le couplage des modes duaux par une croix gravée sur le résonateur (figure I.38-c) permet une réduction de la taille du résonateur, ainsi qu'une diminution des pertes par rayonnement [47].

D'autres résonateurs surfaciques de formes variées ont été étudié comme par exemple les résonateurs triangulaires [48].

Nous venons d'aborder dans cette partie, quelques topologies de résonateurs planaires existantes dans le domaine du filtrage microonde. Ces résonateurs peuvent être adaptés principalement à deux technologies planaires que sont la technologie microruban classique et la technologie coplanaire que nous allons décrire.

IV.2.2. LES FILTRES EN TECHNOLOGIE MICRORUBAN

Actuellement, la technologie microruban occupe une place privilégiée dans la conception de filtres planaires. En effet, en jouant sur la forme géométrique, il est aisé de concevoir des résonateurs ayant des formes originales et permettant une diminution de leur encombrement aux fréquences microondes.

Par définition, la ligne microruban est constituée d'un conducteur métallique mince, déposé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique, la face opposée étant entièrement recouverte de métal (figure I.39).

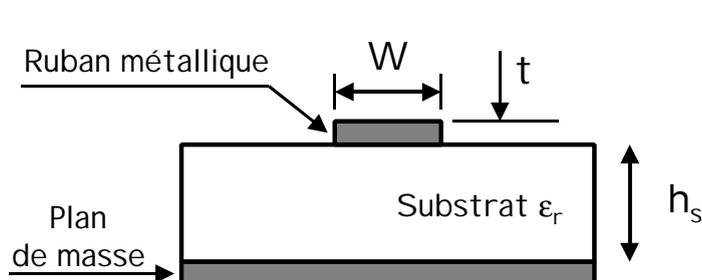


Figure I.39 :

Vue en coupe d'une ligne microruban

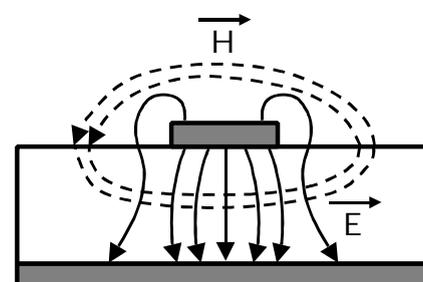


Figure I.40 :

Lignes de champs d'une ligne microruban

Élément central de cette technologie, le substrat sert à la fois de support mécanique ainsi que de support de propagation des champs de par ses caractéristiques électriques qui sont :

- ↳ la permittivité diélectrique relative du substrat : ϵ_r ,
- ↳ l'épaisseur h_s du substrat.

L'impédance caractéristique de la ligne, pour une permittivité donnée est alors déterminée par le rapport W/h_s . En général, celui-ci est compris entre 0,1 et 10.

Le mode dominant qui se propage sur la ligne microruban est un mode hybride. Cependant, compte tenu de la faible amplitude des composantes longitudinales E_z et H_z (composantes suivant l'axe de propagation) par rapport aux composantes transverses E_t et H_t , on peut considérer en première approximation que le mode dominant sur une ligne microruban est un mode quasi-TEM (figure I.40).

La ligne microruban associée à des substrats tels que le quartz, le duroïd ou encore l'alumine montre une atténuation linéique dominée par les pertes métalliques provenant du ruban. Sur ce type de technologie, la permittivité effective varie de manière importante avec la fréquence, ce qui est équivalent à une forte dispersion. Ce point est un des principaux inconvénients des lignes microrubans aux fréquences millimétriques.

Malgré ce handicap, un filtre quatre pôles elliptique sur une technologie MMIC à une fréquence centrale de 60 GHz a été conçu sur un substrat d'alumine ($\epsilon_r = 8,9$) d'épaisseur 150 microns [49]. Avec 5 % de bande passante, ce filtre présente des pertes d'insertions dans la bande de l'ordre de 4 dB. La réponse du filtre est tout de même fortement dégradée du fait de la présence d'un mode de substrat présent non loin de la bande passante, ce qui crée un écart de 20 dB entre les niveaux de réjections hors bande de part et d'autre de la bande passante. Cette importante dissymétrie de la réponse ne peut satisfaire au cahier des charges imposé par les applications radiométriques visées.

IV.2.3. LES FILTRES EN TECHNOLOGIE COPLANAIRE

En technologie coplanaire, les conducteurs métalliques sont situés sur une même face du substrat et par conséquent le substrat peut n'avoir qu'une seule face métallisée (figure I.41).

Un des avantages de cette structure est de pouvoir connecter un composant sans avoir à usiner des trous métallisés à travers le substrat en limitant ainsi les effets parasites.

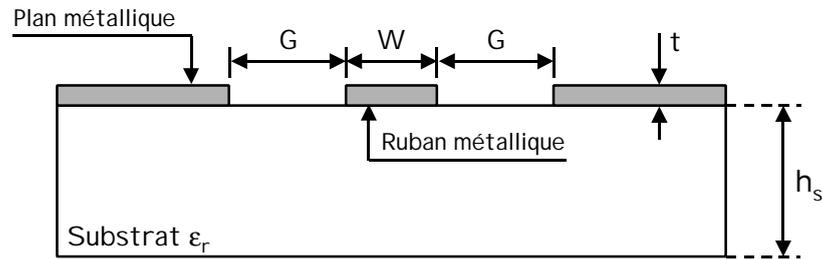


Figure I.41 : Vue en coupe d'une ligne coplanaire

La symétrie de la ligne fait apparaître deux modes de propagation (figure I.42) :

- ↳ 1 mode quasi-TEM (figure I.42-a),
- ↳ 1 mode quasi TE (mode de fente) qui s'installe entre les rubans et qu'il convient d'éliminer.

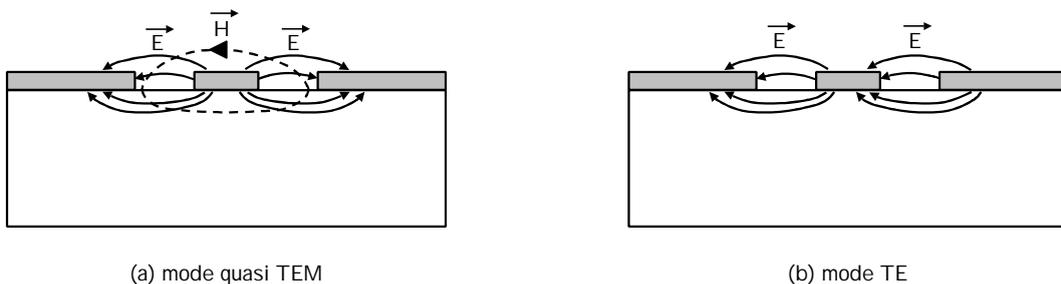


Figure I.42 : Représentation des modes d'une ligne coplanaire

Le mode TE (figure I.42-b) est généralement éliminé en reliant par des rubans métalliques les deux plans de masse afin que ces derniers soient aux mêmes potentiels et ainsi éviter la propagation du mode de fente. L'intérêt de cette technologie planaire est qu'elle présente une dispersion moins importante que la technologie microruban. De plus, lorsque les dimensions transverses sont petites, les pertes par rayonnements sont faibles et la ligne centrale présente une atténuation linéique comparable aux lignes microrubans.

L'application de la technologie coplanaire au filtrage millimétrique est très récente [50]. Ainsi, un filtre deux pôles a été réalisé à une fréquence centrale de 30 GHz sur un

substrat de verre de 1 millimètre d'épaisseur ($\epsilon_r = 3,8$). Avec une bande passante de 9 %, la réponse mesurée de ce filtre montre 2 dB de pertes d'insertions [51].

Le principal avantage de la ligne coplanaire est d'être une technologie uniplanaire et de nécessiter qu'un niveau de métallisation. De plus, elle permet de concevoir des filtres compacts, mais elle reste limitée par les pertes qu'elle engendre tout comme la technologie microruban. L'origine des pertes dans les deux technologies va être étudiée dans les paragraphes suivants.

IV.3 LES PERTES DANS LES CIRCUITS PLANAIRES

Le principal handicap des circuits planaires vient du niveau élevé de leurs pertes d'insertion. Cela a pour conséquence une dégradation du signal pour une ligne de transmission, ou l'obtention de faibles facteurs de qualité à vide ($Q_0 \# 350$) dans le cas de résonateurs. Il en résulte qu'il est difficile de concevoir des filtres très sélectifs en technologie planaire classique. Bien que pour les applications radiométriques spatiales visées, le niveau des pertes d'insertions présenté par les filtres n'est pas important, il faut tout de même que la réponse du filtre présente une forte réjection.

Les pertes présentes dans les circuits planaires ont des origines diverses. Elles sont dues d'une part à la qualité du substrat diélectrique utilisé qui n'est pas idéal, ce qui se traduit par une permittivité complexe ($\epsilon = \epsilon' - j \epsilon''$) et, d'autre part, à la qualité du métal utilisé pour réaliser les conducteurs qui présente une conductivité finie.

De plus, il faut rajouter à cela les pertes par rayonnements qui sont dues à la géométrie des résonateurs (résonateurs surfaciques), aux discontinuités ainsi qu'à la rugosité et à l'état de surface de la métallisation. En outre, les pertes varient en fonction de la fréquence.

Les pertes des circuits planaires ont fait l'objet de plusieurs études ([52], [53], [54], [55]). Dans le cas d'une ligne microruban, elles se traduisent par un coefficient d'atténuation α de l'onde propagative que l'on peut définir à partir de la puissance du signal en un point de coordonnée z de l'axe de propagation de la façon suivante :

$$P(z) = P(0) e^{-2\alpha z} \quad (\text{I-20})$$

avec $P(0)$: puissance initiale du signal (en $z = 0$)
 $P(z)$: puissance du signal en un point de coordonnée z de l'axe de propagation
 α : coefficient des pertes linéiques exprimées en Np/m.

IV.3.1. LES PERTES DIELECTRIQUES D'UNE LIGNE MICRORUBAN

Ces pertes proviennent du fait que le diélectrique utilisé comme substrat n'est pas un isolant parfait. Les champs se propagent en partie dans celui-ci (dans le cas d'une ligne microruban) il y a dissipation sous forme de chaleur d'une partie du signal.

Les pertes diélectriques sont caractérisées par la tangente des pertes du diélectrique définie par :

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_r} \quad [56]$$

avec ϵ' : partie réelle de la permittivité diélectrique relative ϵ_r du substrat
 ϵ'' : partie imaginaire de la permittivité diélectrique relative ϵ_r
 σ : conductivité des diélectriques (non nulle)
 ω : pulsation de l'onde à la fréquence f de travail

En général, les pertes diélectriques d'une ligne microruban sont très inférieures aux pertes métalliques. La tangente de pertes des diélectriques utilisés comme substrat est en principe de l'ordre de 10^{-4} . La contribution des pertes diélectriques dans l'expression de l'atténuation de l'onde est présentée en annexe 2.

IV.3.2. LES PERTES METALLIQUES

Ces pertes constituent la principale source de pertes d'un circuit planaire classique. Elles sont dues à l'utilisation de conducteurs métalliques (rubans, plans de masse) qui ne présentent pas une conductivité infinie. Au passage de l'onde, il y a donc échauffement des conducteurs et dissipation de la chaleur par effet Joule. Dans le cas d'une ligne microruban, la densité de courant $J(x)$ est variable sur la largeur du ruban métallique (comme le montre la figure I-43).

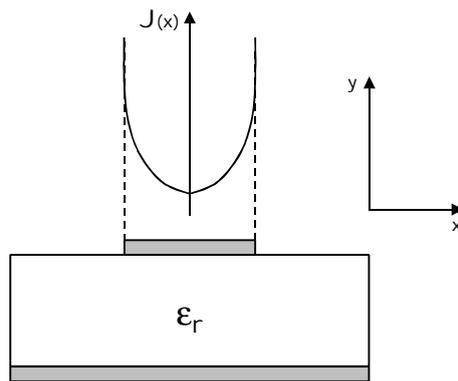


Figure I.43 : Représentation de la densité de courant $J(x)$ sur la largeur du ruban dans le cas d'une ligne microruban

Les pertes métalliques peuvent augmenter de façon importante suivant l'état de surface du métal : en présence de fortes rugosités, elles peuvent atteindre le double de leur valeur théorique. La contribution des pertes métalliques d'une ligne microruban dans l'expression de l'atténuation de l'onde est donnée en annexe 2.

IV.3.3. LES PERTES PAR RAYONNEMENTS

Les pertes par rayonnements ont pour origine les discontinuités présentes sur les conducteurs. Elles dépendent essentiellement des caractéristiques du substrat et augmentent avec la fréquence. Pour des applications aux fréquences élevées, il faut donc sélectionner un matériau diélectrique de grande permittivité avec un substrat de faible épaisseur afin de limiter l'apparition de mode de substrats.

Cependant, les autres types de pertes diminuent quand on augmente la hauteur du substrat, ce qui conduit à un compromis. Dans certains cas, il est préférable de blinder le circuit en l'entourant d'une enceinte métallique fermée afin de réduire le rayonnement.

Afin de diminuer les pertes et ainsi améliorer les performances des filtres planaires conventionnels, une des solutions consiste à utiliser de nouvelles technologies que nous allons détailler ci-après.

IV.3.4. REDUCTION DES PERTES

IV.3.4.1 Les filtres actifs [57], [58]

L'introduction d'éléments actifs sur des filtres planaires passifs décrit précédemment vise quatre objectifs essentiels [59] :

- ↪ L'accordabilité des filtres en fréquences : elle peut être obtenue simplement par une diode varactor placée à une extrémité du résonateur (ou au milieu) pour en modifier la longueur électrique de résonance (figure I.44-a).
- ↪ La compensation des pertes importantes, principal problème des circuits passifs planaires classiques : des circuits actifs MMIC simulant des résistances négatives sont alors placés en bout de résonateur (figure I.44-b).

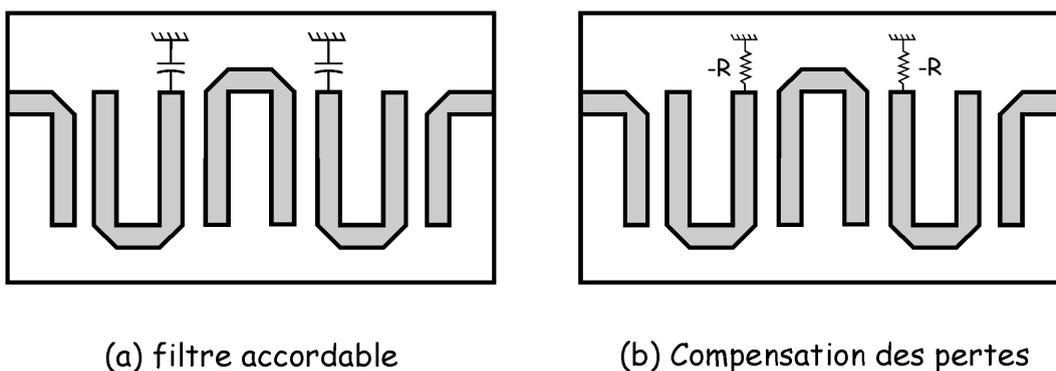


Figure I.44 : Topologie de filtres actifs

- ↪ La compatibilité avec la technologie MMIC qui permet une forte intégration et une meilleure association avec les autres fonctions (amplificateurs, oscillateurs de la chaîne d'émission / réception).
- ↪ La réduction du poids et du volume.

Il est possible de réunir tous ces principes sur un seul et même circuit. Il est à noter que l'amélioration des performances grâce à ces procédés nécessite toutefois la prise en compte de paramètres supplémentaires liés à l'emploi de transistors, comme l'emplacement des polarisations, les facteurs de bruits ou la stabilité du système.

IV.3.4.2 Les filtres supraconducteurs [39], [40]

Les progrès récents de la supraconductivité et la miniaturisation des systèmes cryogéniques participent aujourd'hui à l'essor des filtres planaires supraconducteurs. Ces filtres, utilisant des films minces supraconducteurs à hautes températures critiques (HTS) permettent d'obtenir des réponses à bandes étroites présentant de très faibles pertes d'insertions. En effet, les matériaux supraconducteurs possèdent de très petites résistances de surfaces (R_s) par rapport aux matériaux classiques, ce qui induit des résonateurs planaires ayant des facteurs de qualité à vides élevés.

La conception d'un filtre quatre pôles Tchebycheff (figure I-45) à une fréquence de 30 GHz et avec 6,2 % de bande passante à montré 0,5 dB de pertes dans la bande correspondant à un facteur de qualité à vide de 1800 présenté par le résonateur en L [60].

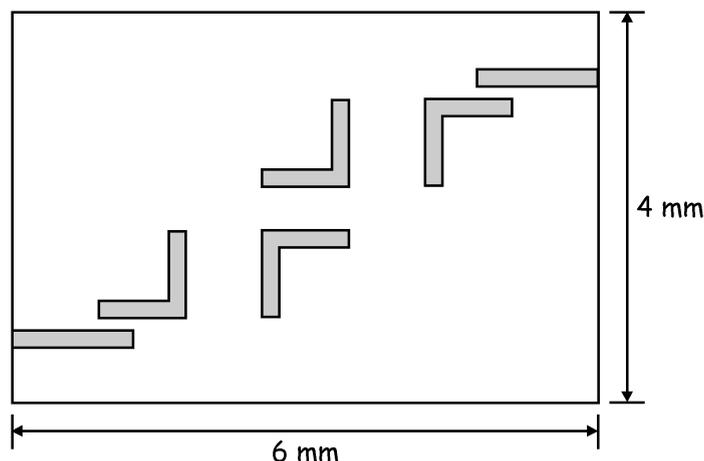


Figure I.45 : Topologie d'un filtre quatre pôles Tchebycheff en technologie supraconducteur

La métallisation des résonateurs est de l'YBaCuO déposé sur un substrat supraconducteur d'aluminate de lanthane (LaAlO_3) d'épaisseur 250 μm . Matériau supraconducteur le plus répandu actuellement, l'oxyde de cuivre YBaCuO possède une température critique voisine de 90°K. Sa résistance de surface est inférieure à 0,5 $\text{m}\Omega$ à 77°K pour une fréquence de 10 GHz. Par comparaison, pour un conducteur classique (Or), la résistance de surface est de l'ordre de 8 $\text{m}\Omega$ à 10 GHz pour une température de 77°K et de l'ordre de 30 $\text{m}\Omega$ à 300°K (température ambiante).

Le choix du substrat sur lequel est déposé le film supraconducteur est important, car pour les matériaux supraconducteurs, les pertes métalliques ne sont plus prépondérantes sur

les pertes diélectriques, comme c'est le cas avec les matériaux classiques. C'est pourquoi, la tangente de pertes du substrat doit être très faible (inférieur à 10^{-4} voir 10^{-5}) afin de ne pas dégrader les performances du circuit.

L'intérêt des matériaux supraconducteurs pour le filtrage planaire présente toutefois des limites en fréquence. En effet, la résistance de surface à l'état supraconducteur croît rapidement avec la fréquence ; cette évolution est en ω^a , à température ambiante, avec a compris entre 1 et 2. Or, la résistance de surface d'un conducteur ordinaire (cuivre, or,...) varie en $\omega^{1/2}$. Par conséquent, les supraconducteurs sont plus attractifs aux fréquences peu élevées. Aux fréquences millimétriques (50 – 60 GHz), le faible gain apporté par les matériaux supraconducteurs ne justifie pas le coût important généré par l'utilisation des composés supraconducteurs. De plus, malgré les progrès récents enregistrés dans le domaine des systèmes cryogéniques, qui permettent la tenue en température du système, ceux-ci restent encombrants et augmentent le coût d'utilisation des matériaux supraconducteurs.

IV.4 LES NOUVELLES TECHNOLOGIES DE FILTRES PLANAIRES

En vue de s'affranchir des systèmes cryogéniques des filtres supraconducteurs, tout en proposant de faibles pertes et un encombrement toujours plus réduit, de nouvelles technologies sont alors développées ou bien en voie de développement comme nous allons le décrire.

IV.4.1. TECHNOLOGIES PLANAIRES EN VOIE DE DEVELOPPEMENT

IV.4.1.1 Les structures filtrantes périodiques [61], [62]

L'intérêt dans le domaine microonde pour les structures périodiques a début dans les années 1960 lorsque R.E. Collins [62], a expliqué qu'un "empilement" ou un alignement périodique d'un matériau permettait d'interdire la propagation des ondes électromagnétiques sur une plage de fréquence donnée.

Dans le domaine microonde, les structures périodiques permettent de créer une bande de transmission de l'onde dans la bande interdite [63], [64]. Il suffit alors d'introduire un

défaut dans la périodicité qui crée alors une cavité résonante au sein de la structure périodique (figure I.46).

Cette structure excitée sur un mode de résonance donné permet la réalisation de filtres microondes pouvant satisfaire aux contraintes suivantes :

- ↪ une intégration aisée dans un environnement planaire MMIC,
- ↪ une réalisation simple,
- ↪ de bonnes performances électriques (facteurs de qualité à vide Q_0 élevés = 700),
- ↪ un faible coût de fabrication,
- ↪ des applications dans le domaine millimétrique (45 GHz et 90 GHz).

Ainsi, en créant un réseau périodique de trous dans un substrat diélectrique et en y insérant deux défauts constituant deux éléments résonants (figure I.46), un filtre deux pôles Tchebycheff à 94 GHz a été réalisé [61]. Avec une bande passante à -3 dB de 4,6 GHz, soit 5 % de bande passante, la réponse de ce filtre a montré des pertes théoriques de $-2,3$ dB.

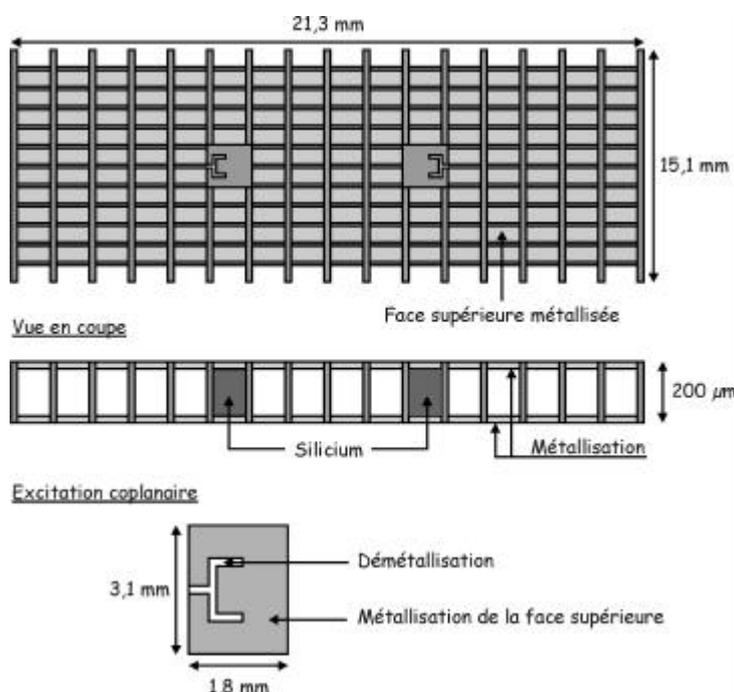


Figure I.46 : Filtre deux pôles à 94 GHz réalisé sur une structure périodique

Le seul inconvénient de ce type de structure reste la réalisation dont la mise en œuvre est délicate. En effet, la périodicité des motifs doit être reproductible sur toute la structure, afin d'obtenir de bonnes performances électroniques des filtres.

IV.4.1.2 Les filtres à ondes acoustique de surface SAW [68]

Les filtres à résonateurs SAW sont des filtres miniaturisés utilisant des films piézo-électriques de fines épaisseurs déposés sur des substrats communs. Ces filtres à onde acoustique de surfaces (SAW filters) remplacent certaines technologies classiques de filtrage (structures à propagation électromagnétique, à permittivité effective ϵ_r élevée) dans les systèmes de téléphones cellulaires PCD/DC5 1800 en Europe, PCS aux Etats-Unis, JDC au Japon et les systèmes GSM. Généralement, ces filtres sont utilisés dans la bande [500 MHz – 6 GHz].

Les ondes acoustiques se propagent dans un substrat piézo-électrique (quartz, céramique, ou LiTaO_3) 4 à 5 fois plus lentement que les ondes électromagnétiques dans un milieu diélectrique, d'où un gain significatif en encombrement et en poids pour des filtres utilisant des surfaces acoustiques par rapport aux structures traditionnelles. De plus, de par leurs procédés de fabrication et leur configuration, ils présentent une bonne intégration dans les circuits monolithiques, ainsi qu'une excellente reproductibilité à faible coût.

Bien qu'il existe différentes topologies de résonateurs à surfaces acoustiques [69], le principe de fonctionnement reste le même, une couche de piézo-électrique est positionnée entre deux électrodes métalliques (figure I.47). En appliquant un champ électromagnétique au niveau des électrodes, le mode acoustique de surface est excité.

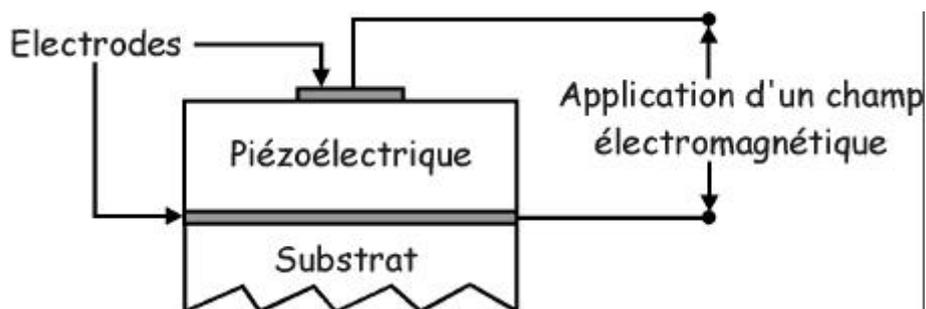


Figure I.47 : Structure à onde acoustique de surface

Différents types d'ondes se propagent dans ces résonateurs (figure I.48) [70]. Les principales sont les ondes de type Rayleigh, transversales ou longitudinales.

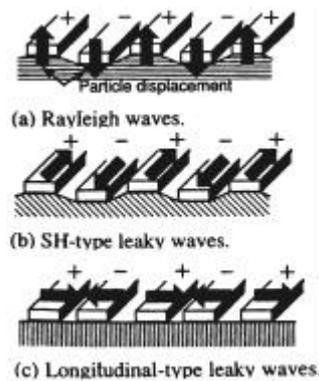


Figure I.48 : Différents types d'ondes acoustiques

Pour les premières, le déplacement des particules s'effectue des électrodes au substrat en traversant le matériau piézo-électrique (figure I.48.a).

Pour les deux autres (figure I.48.b et c), la propagation s'effectue principalement dans les plaques piézo-électriques. De la configuration du résonateur dépend la nature des ondes acoustiques qui se propagent. De plus, le mécanisme des pertes est directement lié pour les premiers types d'ondes aux propriétés intrinsèques des matériaux et aux effets de diffractions.

Ces différents résonateurs sont alors associés en montage série ou en montage parallèle pour réaliser des filtres performants (figure I.49).

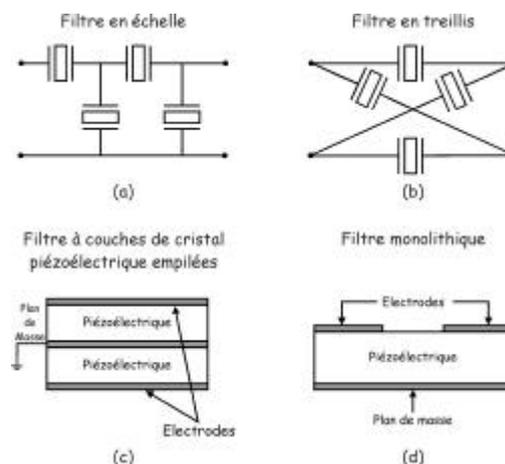


Figure I.49 : Différentes topologies de filtres à résonateurs SAW

La topologie du filtre monolithique n'est pas utilisable pour des fréquences supérieures à 200 MHz car les niveaux de couplages acoustiques entre les résonateurs ne sont pas suffisants pour réaliser des filtres à bande relative suffisante pour leur utilisation dans les systèmes de communication sans fil.

Les filtres SCF (Stocked Crystal Filter) sont difficiles à réaliser et coûteux de par l'utilisation de deux films piézo-électriques. Il est possible d'utiliser cette topologie pour du filtrage allant jusqu'à 7 GHz, mais de faible sélectivité.

La topologie des filtres Ladder ne pose aucun problème de fabrication et est la plus couramment utilisée.

Ainsi, de telles structures, de par leur sélectivité importante et leur réjection hors bande (isolation) plus que favorables par rapport aux filtres traditionnels à permittivité élevée, peuvent être utilisées pour réaliser des duplexeurs dans les systèmes de communication cellulaires. Néanmoins, les pertes d'insertion encore élevées sont à améliorer en contrôlant la qualité et l'épaisseur du film piézo-électrique ainsi que la nature du substrat.

Ainsi, un filtre passe-bande a été réalisé à 3,15 GHz avec 4,8 % de bande et montrant 1,7 dB de pertes d'insertion dans la bande [71].

Les filtres à résonateurs acoustiques sont limités en fréquence ($f < 6$ GHz). L'utilisation des filtres SAW aux hautes fréquences nécessite soit la réalisation de fines couches de cristaux piézo-électriques de quartz ou LiNbO_3 [72]. Pour de telles fréquences, la vitesse de l'onde acoustique est trop faible, de l'ordre de 2,5 à 4 m/s. Or, la réduction de la taille des électrodes entraîne ainsi des problèmes de résistance mécanique, de fiabilité et de processus de fabrication. Il faudrait, par conséquent utiliser des matériaux à vitesse de phase élevée et des processus de fabrication différents pour monter en fréquence.

IV.4.2. TECHNOLOGIES DE FILTRES PLANAIRES ADAPTEES AUX TRES HAUTES FREQUENCES – BANDE K A W

IV.4.2.1 Technologie multicouches LTCC [66], [73], [74]

La technologie LTCC (Low-Temperature Cofired Ceramic) repose sur l'empilement d'une succession de fines couches de diélectriques et de conducteurs métalliques. Typiquement, l'épaisseur de chaque couche de diélectrique est inférieure à 100 μm dont la permittivité diélectrique est de 5,9 avec une tangente de pertes de $7 \cdot 10^{-4}$.

La méthode de fabrication LTCC permet une intégration aisée des circuits microstrip (ligne d'excitation) dans le substrat. Ainsi, cette technique permet la conception de filtres en guides d'ondes à mode évanescent (figure I.47) [67]. Dans la structure, ces guides d'ondes sont alors utilisés comme des inverseurs afin d'atteindre les couplages désirés entre les résonateurs qui eux sont réalisés par les parties métalliques.

Cette technique de conception ne permettant pas la réalisation de conducteurs planaires verticaux de faible épaisseur et suffisamment solide, les murs verticaux formant le guide d'onde (figure I.50) sont alors réalisés par des trous métallisés séparés par de faibles distances.

L'avantage de ces filtres LTCC fonctionnant sur les modes évanescents des guides d'ondes est la réduction des dimensions des guides d'ondes conventionnels et l'adoption d'accès planaires intégrés à la structure filtrante [66].

Ainsi, un filtre Tchebycheff à neuf pôles [67] réalisé à 7,6 GHz avec 3,2 GHz de bande passante à -3 dB soit 42 % de bande, a montré $-0,5$ dB de pertes d'insertions dans la bande.

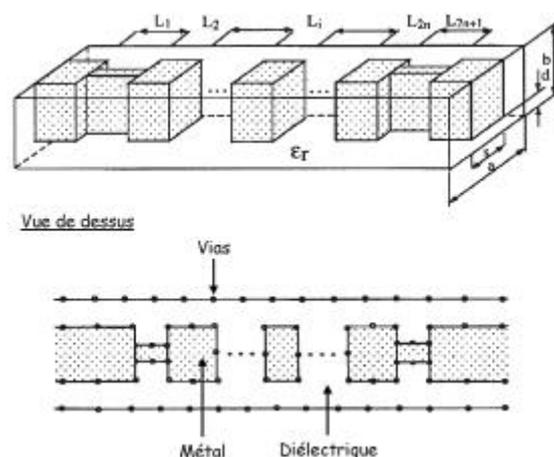


Figure I.50 : Filtre Tchebycheff réalisé en technologie LTCC

Cependant, la réalisation de structures à forts coefficients de couplages entrée / sortie impose des gaps entre l'excitation et le premier résonateur de faibles dimensions. En pratique, les tolérances de fabrications sont trop grandes pour pouvoir contrôler les dimensions des gaps lors de la réalisation, ce qui peut poser problème aux fréquences millimétriques.

La technologie multicouche permet donc, à partir des procédés technologiques de dépôt de couches minces existant, de concevoir des filtres dont la topologie s'étend sur plusieurs niveaux de métallisation.

Ainsi, aux fréquences microondes, les filtres en éléments localisés sont conçus à partir de selfs et de capacités fabriqués sur deux niveaux de conducteurs et trois niveaux de substrats. L'avantage est de pouvoir réaliser des éléments de forte impédance caractéristique, ce que la technologie uniplanaire n'est pas à même d'atteindre (figure I.51) [68].

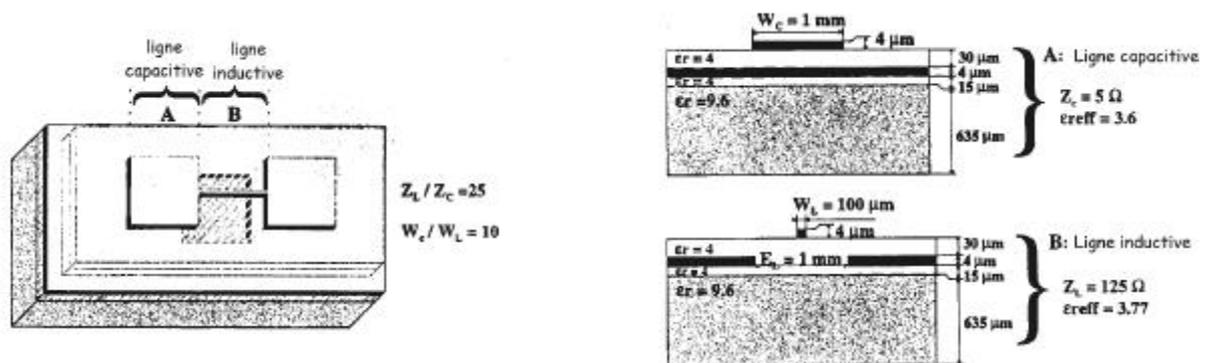


Figure I.51 : Conception d'une capacité et d'une self en technologie multicouche

Une autre façon de procéder est de déposer le système d'excitation planaire sur une couche de métallisation recouvert d'une fine couche de substrat de 40 μm. Le filtre, réalisé sur une deuxième métallisation est alors déposé sur le substrat (figure I.52).

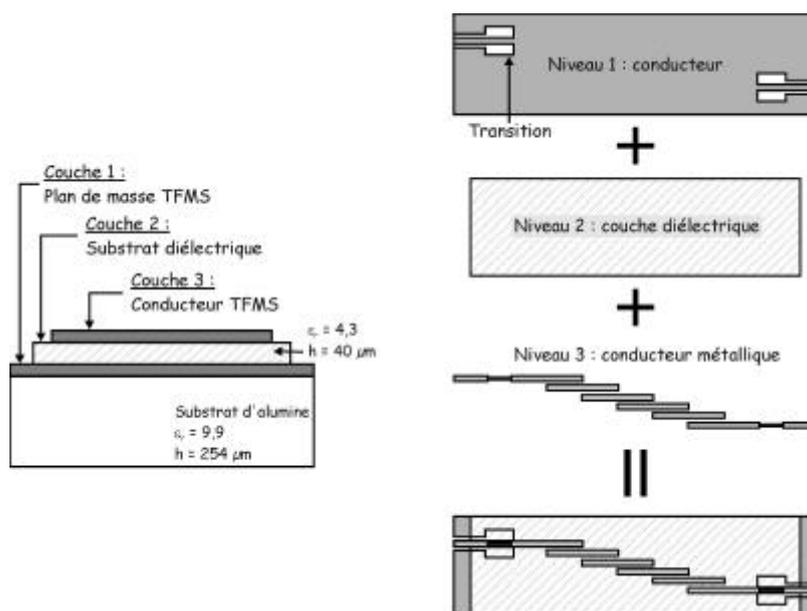


Figure I.52 : Architecture d'un filtre multicouche

Les performances d'un tel filtre conçu à 44,3 GHz avec 4,5 % de bande passante sont en retrait par rapport à d'autres technologies et les pertes d'insertions mesurées dans la bande sont de $-10,3$ dB [76].

Les principaux avantages de cette technologie résident dans des coûts de production attractifs ainsi qu'une très grande intégrabilité dans un environnement MMIC et de plus, une très faible sensibilité technologique, le tout réduisant fortement l'encombrement du filtre.

IV.4.2.2 Technologie du substrat suspendu [77], [78]

Cette technologie consiste à positionner un substrat diélectrique dans une cavité métallique parallélépipédique qui sert de boîtier. Le circuit repose sur le substrat. Le substrat diélectrique est maintenu à une certaine hauteur des parois supérieures et inférieures du boîtier métallique créant ainsi deux cavités métalliques d'air au-dessus et au-dessous du substrat (figure I.53).

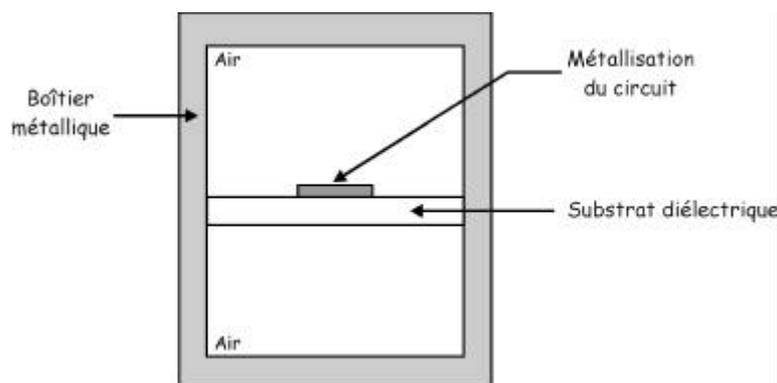


Figure I.53 : Technologie du substrat suspendu

Les types de lignes déposées sur le circuit sont généralement de type microstrip ou coplanaire [79].

L'avantage de cette technologie permet d'améliorer les performances électriques des filtres. En effet, la propagation du champ se faisant quasiment dans l'air et le circuit étant totalement blindé, la structure rayonne très peu. Ainsi, les pertes par rayonnement sont très faibles, ce qui a pour rôle d'accroître le facteur de qualité à vide des circuits résonants.

Par contre, le choix des hauteurs de cavités d'air se situant au-dessus et au-dessous du substrat diélectrique, doivent être choisies de façon à ne pas présenter des modes de résonance de cavité à proximité de la bande fréquentielle d'étude.

Un filtre cinq pôles Tchebycheff à 10 GHz avec 14,3 % de bande a été réalisé sur un substrat de faible permittivité ($\epsilon_r = 2,2$) d'épaisseur 254 μm . Ce filtre présente 1 dB de pertes d'insertions dans la bande passante [80].

IV.4.2.3 Les filtres sur silicium micro-usiné

Pour des applications en bande Ka et au-delà, les circuits intégrés nécessitent d'utiliser des lignes de transmission à faibles pertes et faible dispersion. Seulement, les lignes microrubans et coplanaires présentent des inconvénients non négligeables aux fréquences millimétriques. En effet, les pertes diélectriques sont très importantes, elles augmentent proportionnellement avec la fréquence. Il ne faut pas non plus oublier le caractère dispersif des lignes auquel s'ajoutent les pertes par rayonnement, plus particulièrement au niveau des discontinuités de lignes. La dispersion limite la largeur de bande fréquentielle utilisable.

Afin de remédier à ce problème, Gabriel Rebeiz et David Ruthdge [81] au California Institute of Technology ont montré que le silicium pouvait être micro-usiné pour réaliser des composants millimétriques : le silicium a servi dans ce cas, à la fois à réaliser une antenne, le détecteur et le boîtier de l'ensemble.

Cette technique appelée "Micro-blindage" (Micropackaging) a été ensuite développée et améliorée à l'Université du Michigan, dans les équipes du Professeur Kathei et du Professeur Rebeiz.

Ce procédé de fabrication a permis de réaliser des filtres sur membrane ([82], [83]). Le conducteur métallique du circuit est alors déposé sur une fine membrane diélectrique suspendue alors dans l'air [84]. Ceci permet de réduire les pertes diélectriques et le phénomène de dispersion. Il est possible de s'affranchir des pertes par rayonnement en positionnant sur le circuit une cavité micro-usinée (figure I.54). Le circuit étant dès lors totalement encapsulé.

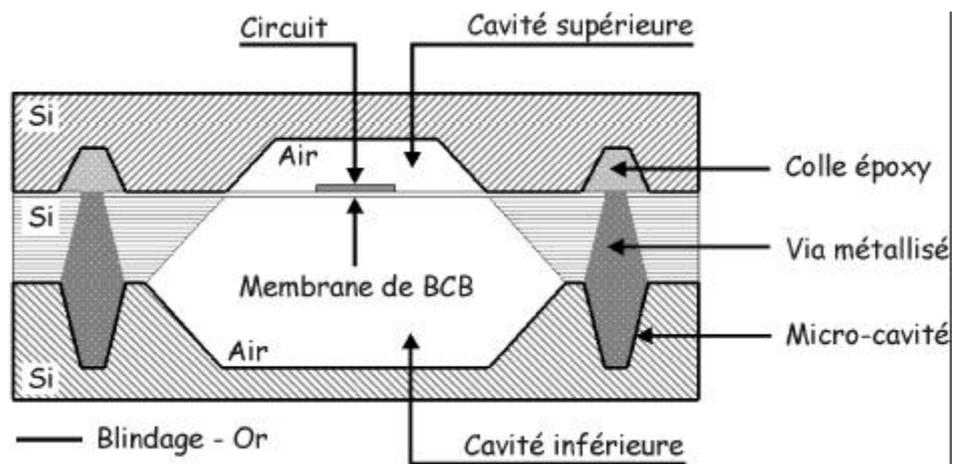


Figure I.54 : Circuit réalisé sur Silicium micro-usiné

Des filtres micro-usinés ont été réalisés aux fréquences millimétriques [85], [86]. Ainsi, un filtre quatre pôle elliptique a été conçu et mesuré à une fréquence de 60 GHz avec 8 % de bande passante. Constitué de quatre résonateurs linéiques (figure I.55), de facteurs de qualité à vide de 450, ce filtre présente $-1,5$ dB de pertes d'insertions dans la bande passante.

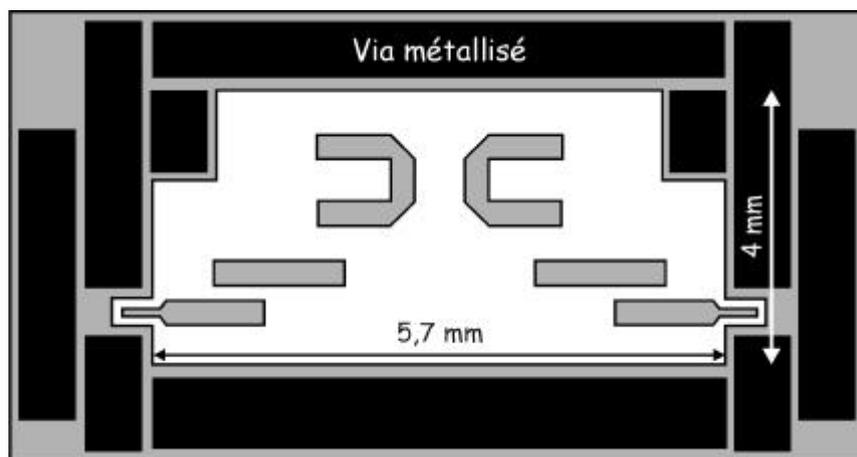


Figure I.55 : Topologie du filtre quatre pôle micro-usiné à 60 GHz

Cette technologie permet d'offrir une stabilité mécanique intéressante, de plus, elle est compatible avec l'environnement MMIC du filtre tout en offrant une très grande reproductibilité des circuits.

V. CHOIX DE LA TECHNOLOGIE

Cette partie fait la synthèse de toutes les technologies à même de pouvoir réaliser les fonctions de filtrages aux différentes fréquences. Les performances des différentes technologies de filtres sont regroupées dans les tableaux I-4 et I-5.

Les contraintes de filtrage à respecter ont permis, d'après la partie II.3.3, de connaître le facteur de qualité à vide à respecter pour atteindre la réjection hors bande désirée (tableau I-3).

Fréquence centrale	18,7 GHz	36,5 GHz	89 GHz
Réjection	110 MHz	550 MHz	1925 MHz
Q₀	1 480	500	480
f . Q (GHz)	27 676	18 250	42 720

Tableau I-3 : Contraintes de filtrage

Les technologies volumiques comme les guides d'ondes ainsi que les résonateurs diélectriques fonctionnant sur les modes de galerie peuvent satisfaire aux contraintes de filtrage. La mauvaise intégration et le prix relativement coûteux de la réalisation sont des handicaps. De plus, la précision d'usinage aux fréquences millimétriques limite l'utilisation des filtres volumiques.

Par contre, les technologies planaires montrent des performances électriques suffisantes pour satisfaire aux contraintes de filtrage. La technologie supraconducteur sera écartée, car sa mise en œuvre nécessite l'emploi d'un cryostat, ce qui augmente l'encombrement du filtre.

Les technologies du substrat suspendu et du micro-usinage montrent de bonnes performances électriques ainsi qu'une facilité d'intégration. Ainsi, un filtre micro-usiné peut être conçu directement dans un environnement MMIC, facilitant ainsi son intégration.

Finalement, les filtres passe bande seront conçus sur les deux technologies, substrat suspendu et micro-usinage. Nous pourrions ainsi comparer les performances des deux technologies.

	Filtres à cavités métalliques	Filtres à guides d'ondes	Filtres à résonateurs diélectriques	Filtres planaires	Filtres planaires suspendus	Filtre planaires micro-usinés
Fréquence de fonctionnement	100 MHz – 100 GHz couramment 30 GHz	100 MHz – 100 GHz très utilisés aux fréquences millimétriques	800 MHz – 100 GHz couramment < 30 GHz	100 MHz – 60 GHz	10 GHz – 100 GHz	20 GHz – 100 GHz
Largeur de bande	0,05 % ~ 10 %	1 % - 100 %	0,5 % - 10 %	1 % de l'octave	1 % - 15 %	1 % - 15 %
Pertes d'insertion	Très faibles	Très faibles	Faibles	Elevées	Faibles	Faibles
Q₀	Très élevé	Très élevé	Elevé	Faible	Supérieur au Q ₀ des filtres planaires classiques	Supérieur au Q ₀ des filtres planaires classiques
Volume Poids Encombrement	Aux basses fréquences très volumineux. Dimensions trop réduites aux hautes fréquences	Très volumineux aux basses fréquences	Volumineux aux basses fréquences – adapté aux fréquences millimétriques. RD sur modes de galerie.	Faibles dimensions	Faibles dimensions	Faibles dimensions
Stabilité thermique	Bonne	Bonne	Bonne	Mauvaise	Bonne	Moyenne
Puissance admissible	Forte	Forte	Forte	Moyenne	Moyenne	Moyenne
Stabilité mécanique	Excellente	Excellente	Bonne	Excellente	Excellente	Excellente
Compatibilité avec l'environnement électronique	Délicate	Délicate	Délicate	Excellente	Excellente	Permet une intégration parfaite en technologie MMIC
Reproductibilité	Délicate. De plus, nécessite des réglages expérimentaux	Délicate	Délicate. Réglage expérimentaux.	Excellente	Excellente	Excellente
Coût	Cher	Cher	Cher	Peu coûteux	Cher	Peu coûteux
Analyse théorique	Electromagnétique, MEF, MDF	Electromagnétique, Modales, MEF	Electromagnétique, MEF, MDF	Modèles nombreux, MDS, EESOF, MEF	Méthode des moments, Momentum, MEF	Méthodes des moments, Momentum, MEF

Tableau I-4

Nature du filtre	Fréquences de fonctionnement	Largeur de bande	Q_0	Pertes d'insertion	f . Q (GHz)	Intégrabilité / remarque	Références
Guides d'ondes	10 GHz – 100 GHz	1,2 % (à 20 GHz)	1 000	2 dB	20 000	Mauvaise	[24]
Cavités métalliques	1 GHz – 20 – 30 GHz	0,3 % (à 12 GHz)	1 400	0,5 dB	17 640	Mauvaise	[12]
Résonateurs diélectriques – mode conventionnel	800 MHz – 15 GHz	0,4 % (à 26 GHz)	2 000	1,7 dB	52 000	Mauvaise Moyenne avec I/o planaires	[32]
Résonateurs diélectriques – modes de galerie	20 GHz – 100 GHz	2,5 % (à 20 GHz)	4 200	1,6 dB	84 000	Bonne avec excitation microstrip	[36]
Résonateurs LC localisés	1 KHz – 5 GHz	4 % (à 3 GHz)	Mauvais	1,5 dB	Mauvais	Très bonne – MMIC	[38]
Résonateurs microrubans linéiques et non linéiques	0,5 GHz – 100 GHz	5 % (à 60 GHz)	# 250	4 dB	15 000	Bonne Déformation importante de la réponse du filtre	[49]
Technique supraconducteur	0,5 GHz – 100 GHz	6,2 % (à 30 GHz)	1 800	0,5 dB	54 000	Moyenne	[60]
Structures périodiques	20 GHz – 100 GHz	5 % (à 94 GHz)	700	2,3 dB	65 800	Bonne	[61]
Technologie LTCC	1 GHz – 10 GHz	42 % (à 7,6 GHz)	# 500	0,5 dB	3 800	Bonne	[67]
Ondes acoustiques	1 MHz – 6 GHz	4,8 % (à 3,15 GHz)		1,7 dB		Très bonne	[71]
Technologie multi-couches	1 KHz – 45 GHz	4,5 % (à 44,3 GHz)		10,3 dB		Très bonne	[76]
Substrat suspendu	10 GHz – 100 GHz	14,3 % (à 10 GHz)	600	1 dB	6 000	Bonne	[80]
Micro-usinage	20 GHz – 100 GHz	8 % (à 60 GHz)	450	1,5 dB	27 000	Excellente Technologie MMIC	[86]

Tableau I-5

VI. CONCLUSION

Dans la première partie de ce chapitre, une présentation sommaire du principe de fonctionnement d'un radiomètre a permis d'identifier les différents sous systèmes, dont la fonction de filtrage.

Cette fonction est habituellement réalisée par des filtres en guide d'ondes montrant de bonnes performances électriques, mais dont le coût de fabrication et l'encombrement sont importants. Afin de diminuer ces deux paramètres, une étude bibliographique a été menée dans le but de recenser toutes les technologies de réalisation de filtres existante à l'heure actuelle. Les avantages et les inconvénients présentés par chaque technologie ont été mis en avant, ainsi que les performances électriques des filtres réalisés.

Cette étude a montré que les technologies du substrat suspendu et du micro-usinage permettent de concevoir des filtres avec de bonnes performances électriques et dont le coût de fabrication et l'encombrement sont faibles par rapport aux technologies de réalisation conventionnelles.

Le principe de ces deux technologies est de maintenir dans l'air des substrats sur lesquels sont déposés le circuit planaire. Ceci permet de réduire les pertes diélectriques, le phénomène de dispersion, ainsi que les pertes par rayonnement des circuits.

Ces deux technologies de réalisation ont donc été retenues pour réaliser la fonction de filtrage du radiomètre aux différentes fréquences souhaitées.

CHAPITRE II

*Etude de l'évolution des caractéristiques des filtres en
fonction des paramètres géométriques et de la
technologie*

I. INTRODUCTION

Dans le domaine des hyperfréquences, un filtre est associé à une synthèse permettant de déterminer théoriquement les grandeurs électriques du dispositif. Cette synthèse, basée sur l'analyse d'un schéma électrique équivalent permet de déterminer les valeurs des coefficients de couplage (inter-résonateurs, d'entrée / sortie) à réaliser pour un gabarit de filtre fixé.

Par ailleurs, les performances électriques d'un filtre dépendent fortement de la valeur du coefficient de surtension à vide d'un résonateur élémentaire constituant le filtre.

L'objectif de ce chapitre est d'établir le comportement des coefficients de couplages et du facteur de qualité à vide de deux types de résonateurs planaires en fonction des différents paramètres géométriques des deux technologies de fabrication retenues, à savoir la technologie du substrat suspendu et le silicium micro-usiné.

La première partie de ce chapitre décrit la théorie associée au facteur de qualité à vide, ainsi que les moyens d'analyse nécessaires à leur étude. Après une description des résonateurs planaires adoptés pour l'étude, nous déterminons l'évolution des facteurs de qualité à vide des résonateurs planaires, adaptés aux deux technologies de réalisation, en fonction des hauteurs de cavités. Nous nous intéressons ensuite au comportement des coefficients de couplage des résonateurs sur les deux technologies de réalisation ainsi qu'à l'évolution des couplages en fonction des hauteurs de cavités. Cette étude est menée à deux fréquences différentes : 36,5 GHz et 89 GHz.

Le but de cette étude n'est pas de déterminer des hauteurs de cavités pour la conception des filtres en bande Ka et W, mais bien de comprendre le comportement du facteur de qualité à vide du résonateur et des coefficients de couplages en fonction des paramètres physiques et géométriques des technologies de réalisation adoptées.

II. ETUDE DES FACTEURS DE QUALITE DE RESONATEUR SUR DEUX TECHNOLOGIES DIFFERENTES EN BANDE KA

II.1 DEFINITION DES FACTEURS DE QUALITE

II.1.1. DEFINITION DU FACTEUR DE QUALITE A VIDE

Le facteur de qualité à vide, noté Q_0 , d'un résonateur représente ses performances électriques. Utilisés pour la conception de filtres, ces résonateurs doivent montrer des facteurs de qualité à vide les plus grands possibles selon l'application visée comme défini dans le chapitre I.

Appliqués aux filtres microondes, un facteur de qualité à vide élevé se traduit par des pertes d'insertions faibles dans la bande passante et par un niveau de réjection hors bande important.

Dans ce cas, le filtre sera dit très sélectif, ce qui est très prisé pour certaines applications de filtrage comme en radiométrie.

La définition générale du facteur de qualité à vide Q_0 est donnée par :

$$Q_0 = \omega_0 \times \frac{\text{Energie totale emmagasinée par cycle dans le résonateur}}{\text{Puissance moyenne dissipée par cycle}} \quad (\text{II-1})$$

qui se met sous la forme :

$$Q_0 = \omega_0 \times \frac{\overline{W}}{\overline{P}} \quad (\text{II-2})$$

A la résonance, le facteur de qualité à vide s'écrit :

$$Q_0 = \omega_0 \times \frac{\overline{W}_m + \overline{W}_e}{\overline{P}} = \omega_0 \times \frac{2\overline{W}_m}{\overline{P}} \quad (\text{II-3})$$

où ω_0 représente la pulsation de résonance, \bar{W}_m et \bar{W}_e sont respectivement l'énergie magnétique moyenne et l'énergie électrique moyenne emmagasinée dans la structure résonante.

Ces deux grandeurs sont égales à la résonance.

Le comportement des résonateurs dans les domaines microondes et millimétriques est basé sur des effets distribués difficiles à analyser. Il est alors plus facile de modéliser ces phénomènes avec des circuits équivalents en éléments localisés.

Le modèle équivalent le plus souvent choisis est une structure RLC série ou parallèle dépendant de la configuration de la structure à analyser (figure II.1).

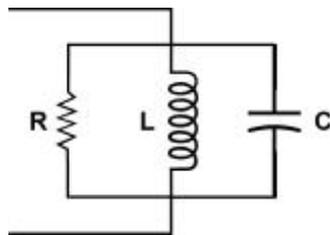


Figure II.1 : Résonateur RLC parallèle

II.1.2. ANALOGIE ENTRE Q_0 ET CIRCUIT EN ELEMENT LOCALISE

Lorsque le résonateur est isolé, c'est-à-dire non couplé par un ou deux systèmes d'excitation, le facteur de qualité à vide, à la fréquence de résonance, est calculé à partir du circuit en élément localisé suivant (figure II.2) :

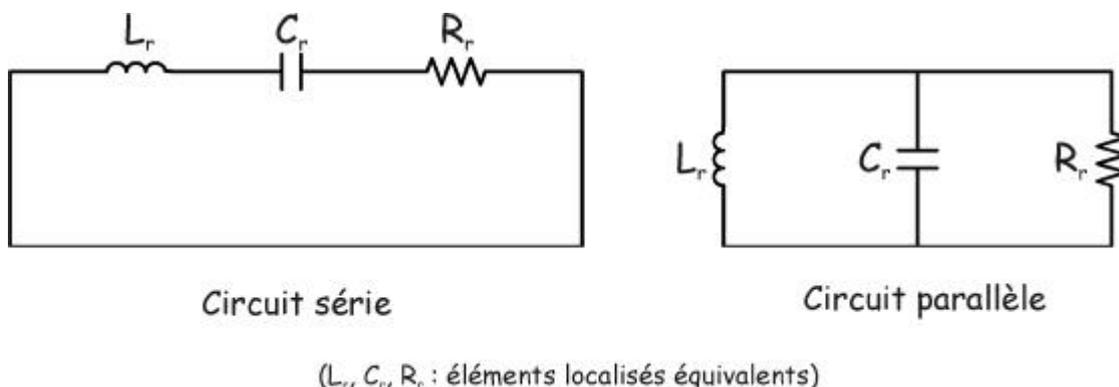


Figure II.2 : Modélisation BF d'un résonateur à sa fréquence de résonance

La modélisation basse fréquence autour de sa fréquence de résonance du résonateur permet de déterminer la valeur du facteur de qualité à vide Q_0 donnée par :

$$Q_0 = \frac{L_R \omega_0}{R_R} \text{ (circuit série)} \quad (\text{II-4})$$

$$Q_0 = \frac{R_R}{L_R \omega_0} \text{ (circuit parallèle)} \quad (\text{II-5})$$

$$\text{où } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (\text{II-6})$$

Le facteur de qualité à vide calculé à partir d'un circuit équivalent basse fréquence montre simplement les performances électriques théoriques d'un résonateur.

II.1.3. FACTEURS DE QUALITE A VIDE D'UN RESONATEUR LINEIQUE MICROSTRIP

Nous avons démontré précédemment que le facteur de qualité à vide d'un résonateur peut s'écrire sous la forme :

$$Q_0 = \omega_0 \times \frac{2 \bar{W}_{m/e}}{P} \quad (\text{II-7})$$

Pour un résonateur linéique distribué, \bar{P} représente les pertes ohmiques, les pertes diélectriques et les pertes par rayonnement. Comme montré par Chen Yu Chi [87], le facteur de qualité à vide d'un résonateur demi-onde ($l = \lambda_g/2$) peut être déterminé à partir de l'atténuation linéique par la relation suivante :

$$Q_0 = \frac{\pi}{\lambda_g \cdot \alpha} \quad (\text{II-8})$$

où λ_g représente la longueur d'onde guidée (en mètre) d'une ligne de transmission
 α représente la constante d'atténuation linéique de la ligne (Neper/m)

L'équation précédente traduit une dépendance du coefficient de surtension avec la fréquence. En l'absence de substrat diélectrique, les pertes dans les lignes sur membrane sont dominées par les pertes métalliques. Celles-ci augmentent suivant la racine carré de la fréquence alors que la longueur d'onde guidée diminue selon la fréquence. Le facteur de qualité augmente donc suivant une loi en \sqrt{f} . Cela a été mis en évidence expérimentalement par Chen Yu Chi [87] sur des résonateurs strip-line sur membrane.

Ceci étant valable pour tous les types de résonateurs planaires, qu'ils soient linéiques ou non linéiques.

II.1.4. DECOMPOSITION DU FACTEUR DE QUALITE A VIDE

Comme nous l'avons vu précédemment, le facteur de qualité à vide Q_0 est un paramètre important dans la conception des filtres. Il englobe tous les types de pertes qui peuvent être d'origine diélectriques, métalliques ou causées par un rayonnement électromagnétique.

Ces différents types de pertes peuvent être liées au facteur de qualité à vide par la relation suivante :

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_m} + \frac{1}{Q_{ray}} \quad (\text{II-9})$$

où $1/Q_d$ représente les pertes diélectriques dues au substrat servant de support au circuit qu'il soit micro-usiné, sur substrat suspendu ou microstrip classique

$1/Q_m$ représente toutes les pertes métalliques de la structure ; ces pertes métalliques sont dues à la métallisation du circuit et à la métallisation du boîtier

$1/Q_{ray}$ représente les pertes issues d'un rayonnement électromagnétique du circuit

Les pertes métalliques peuvent être dissociées de la manière suivante :

$$\frac{1}{Q_m} = \frac{1}{Q_{mb}} + \frac{1}{Q_{mc}} \quad (\text{II-10})$$

où $1/Q_{mb}$ représente les pertes métalliques dues au boîtier uniquement

$1/Q_{mc}$ représente les pertes métalliques dues à la métallisation du circuit

La relation (II-9) peut alors s'écrire :

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{mb}} + \frac{1}{Q_{mc}} + \frac{1}{Q_{ray}} \quad (\text{II-11})$$

D'après ces observations, les pertes diélectriques, métalliques et par rayonnement devront être absolument minimisées afin d'obtenir un facteur de qualité à vide élevé.

Les deux technologies que sont le micro-usinage et le substrat suspendu dans une cavité métallique, décrites et retenues dans le chapitre I, peuvent satisfaire à ces exigences. En effet, ces technologies permettent de diminuer fortement les pertes diélectriques et métalliques des structures résonantes.

C'est pourquoi, nous allons étudier l'évolution des différentes pertes présentées par deux résonateurs planaires différents. Cette étude sera menée pour les deux technologies retenues pour la conception des futurs filtres passe bande.

II.2 PRESENTATION DES STRUCTURES D'ETUDES

II.2.1. PRESENTATION DES RESONATEURS PLANAIRES ETUDIES

L'étude des facteurs de qualité que nous allons présenter porte sur deux types de résonateurs planaires :

- ↳ Un résonateur linéique microruban demi-onde caractérisé par deux paramètres dimensionnels ; sa largeur W et sa longueur L (figure II.3).

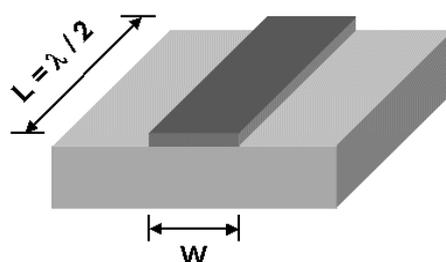


Figure II.3 : Résonateur linéique demi-onde

- ↳ Un résonateur "patch" carré, de géométrie originale permettant un encombrement réduit.

Les résonateurs non linéiques, à surfaces métallisées ou patch, de formes très variées (disques, rectangles, anneaux, triangles,...) ont fait l'objet de nombreux travaux dans le domaine des antennes. L'intérêt dans le domaine du filtrage de ce

type de structure est d'être bimode [88]. En effet, un patch (figure II.4) de par la symétrie de sa géométrie, présente naturellement deux modes orthogonaux à sa fréquence de résonance qui pourront être couplés en insérant une perturbation sur le résonateur.

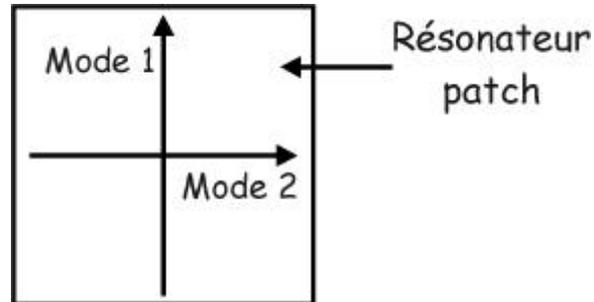


Figure II.4 : Patch carré classique présentant deux mode orthogonaux

De plus, les résonateurs patches, de par leur configuration acceptent des signaux de fortes puissances (30 W) [89].

Tout ceci favorisant l'intérêt et le développement de filtres utilisant des patches métalliques. Les modes présents sur les résonateurs patches sont considérés comme étant des modes TM.

A partir d'un patch carré (figure II.4), nous avons développé une forme originale de patch. Des fentes rectangulaires ou carrées ont été insérées sur les quatre côtés du patch (figure II.5).

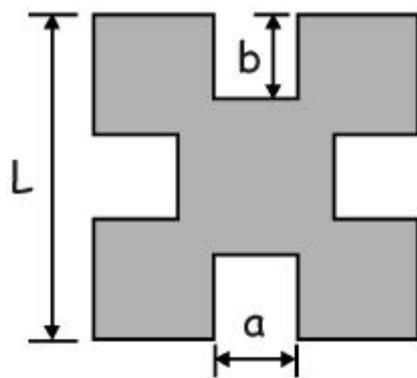


Figure II.5 : Topologie originale du résonateur patch carré

Le principe du résonateur à mode dual est conservé, mais les fentes permettent, de par leurs dimensions de jouer sur l'encombrement global du résonateur. Ce fait sera développé par la suite lors de l'étude du facteur de qualité à vide du résonateur "patch" à fentes.

II.2.2. DESCRIPTION DES TECHNOLOGIES ETUDIEES

II.2.2.1 Technologie du substrat suspendu

Cette technologie consiste à suspendre un substrat diélectrique dans une cavité métallique parallélépipédique (figure II.6).

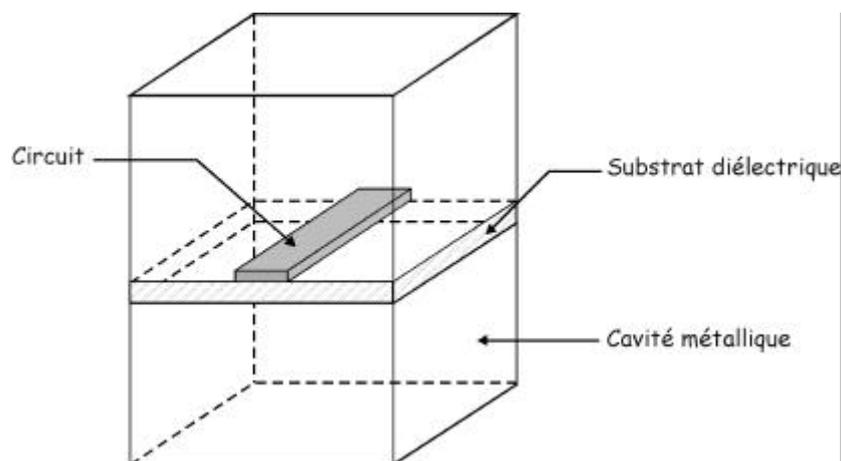


Figure II.6 : Technologie du substrat suspendu

Le substrat diélectrique est alors maintenu dans l'air créant ainsi au-dessous et au-dessus deux cavités parallélépipédiques. Le circuit planaire repose sur le substrat diélectrique et son alimentation en énergie est réalisée via des connecteurs SMA classiques adaptés à la fréquence d'étude. nous développerons l'aspect technologique ultérieurement.

L'avantage de ce type de structure réside dans la diminution des pertes diélectriques ainsi que de la propagation du champ dans l'air. Cela permet entre autre de pouvoir augmenter le facteur de qualité à vide Q_0 des résonateurs planaires.

II.2.2.2 Technologie du micro-usinage

Les structures micro-usinées ont été utilisées dans le passé afin de réduire l'atténuation des lignes de transmission et, en conséquence, augmenter leur facteur de qualité à vide.

La technique du micro-usinage a été appliquée avec succès de la bande K jusqu'aux bandes submillimétriques [90], [91] (figure II.7).

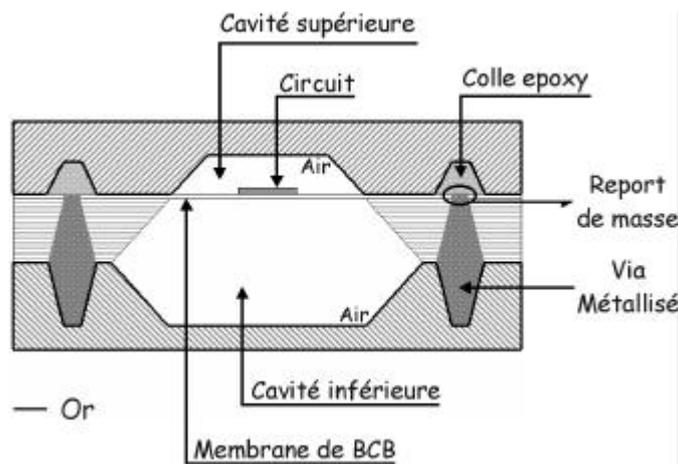


Figure II.7 : Structure micro-usinée

Comme pour la technologie du substrat suspendu, les structures micro-usinées permettent d'éliminer les pertes diélectriques. En effet, le circuit déposé sur une fine membrane se retrouve dans l'air. L'encapsulage du circuit par une cavité supérieure recouverte d'une fine couche d'or, ainsi que d'une cavité inférieure micro-usinée minimise les pertes par rayonnement du circuit planaire.

De plus, le report des masses est réalisé par des vias métallisés. Ainsi, le blindage de la cavité supérieure se retrouve au même potentiel que celui des cavités inférieures. Les vias métallisés permettent en plus, de limiter la propagation des modes de substrats.

Nous venons de présenter ici deux technologies qui sont à même de pouvoir augmenter les facteurs de qualité à vide des résonateurs planaires. Nous nous proposons par la suite d'étudier l'évolution des facteurs de qualité à vide des résonateurs lorsqu'on modifie les paramètres géométriques de la structure comme la largeur du résonateur linéique, les hauteurs des cavités inférieures et supérieures.

II.3 MOYENS D'ETUDE

Afin d'étudier l'évolution des facteurs de qualité à vide des résonateurs planaires en fonction des paramètres géométriques des structures, nous allons décrire les logiciels électromagnétiques utilisés. Ces logiciels serviront d'une part, pour cette étude et, d'autre part, pour la conception des filtres à venir.

II.3.1. MOMENTUM

Le logiciel électromagnétique "MOMENTUM", développé par Agilent (HPEESOF) est principalement dédié à l'analyse 2D½ de circuits planaires. Le calcul de telles structures repose sur une méthode basée sur les équations intégrales. Cette méthode étant très largement utilisée dans l'analyse des circuits planaires. Le champ électromagnétique est déterminé à partir des courants surfaciques existant sur les parties métalliques de la structure (lignes microruban, résonateurs planaires).

Son principe de fonctionnement est le suivant (figure II.8) :

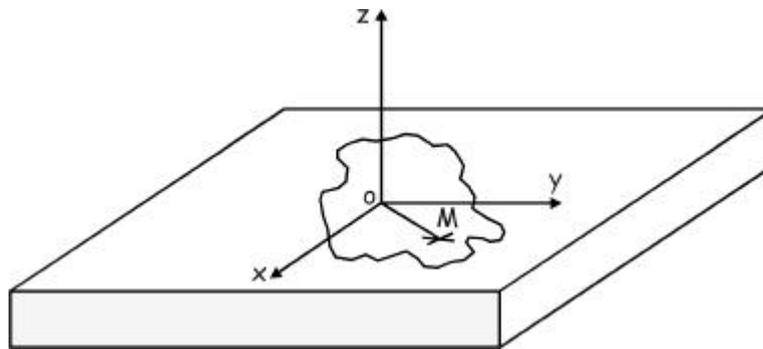


Figure II.8 : Analyse par la méthode des Equations Intégrales

Le champ électromagnétique est défini par la détermination des potentiels scalaires V et vecteurs \vec{A} . En considérant :

$$\vec{E} = -\vec{\nabla}V - j\omega\vec{A} \quad (\text{II-12})$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \quad (\text{II-13})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{A} + j\omega \mu_0 \epsilon V = 0 \quad (\text{jauge de Lorentz}) \quad (\text{II-14})$$

L'équation associée au potentiel vecteur \vec{A} est :

$$\nabla^2 \vec{A} + k^2 \vec{A} = -\mu_0 \vec{J} \quad (\text{II-15})$$

avec $k = \omega\sqrt{\epsilon\mu}$ (nombre d'onde) et \vec{J} la densité de courant de la structure générant le potentiel vecteur \vec{A} .

Cette équation est résolue avec l'introduction de la fonction de Green $G(r)$ qui représente la réponse impulsionnelle du système :

$$(\nabla^2 + k^2) G(r) = \delta(r) \quad (\text{II-16})$$

où $\delta(r)$ représente la source ponctuelle.

Par convolution, on obtient le potentiel vecteur au point d'observation P :

$$\vec{A}(r) = -\mu_0 \int_S G\left(\frac{r}{r'}\right) \vec{J}(r') dS \quad (\text{II-17})$$

où S est la surface métallisée.

La résolution de cette équation intégrale peut être effectuée par la méthode des moments (MoM), qui permet la transformation en équation algébrique matricielle, traitable numériquement.

Cette méthode, adaptée au traitement des circuits planaires, impose une homogénéité du ou des substrats de la structure dans un même plan. Il est possible de traiter les structures multicouches, mais l'insertion d'éléments rompant l'homogénéité du substrat (pont à air, trous métallisés,...) ne peut être pris en compte de manière rigoureuse et nécessite l'utilisation de modèles approchés. Ces analyses sont dites $2D\frac{1}{2}$ et ne requièrent que le maillage des conducteurs.

L'analyse par le logiciel "MOMENTUM" comporte deux étapes :

- ↳ Une première étape consiste à dessiner le circuit en définissant les couches métalliques et les accès du système.
- ↳ Puis, une seconde étape qui permet de définir l'environnement du circuit (épaisseur et nature du substrat et de la métallisation, définition ou non du blindage), afin de générer le maillage et d'effectuer l'analyse électromagnétique.

II.3.2. LA METHODE DES ELEMENTS FINIS [92]

Le logiciel basé sur la Méthode des Eléments Finis, conçu à l'IRCOM par Michel Aubourg, est dédié à la résolution des équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel.

Ce logiciel s'applique de façon générale à l'étude de circuits planaires ou volumiques actifs ou passifs, blindés (bornés par des murs électriques (CCE) ou magnétiques (CCM)) ou non blindés (utilisant des conditions absorbantes (PML et CLA) qui permettent l'étude de systèmes ouverts). La structure à analyser en 2 ou 3 dimensions peut être composée de milieux linéaires ou inhomogènes, isotropes ou anisotropes, avec ou sans pertes.

L'excitation des dispositifs microondes est réalisée par des accès distribués définis par un plan, dans lesquels est effectuée une décomposition modale ou par des accès linéiques représentés par des segments sur lesquels sont définies des relations de type tension-courant.

II.3.2.1 Calcul en oscillations forcées

a) – Les Accès distribués

Les accès distribués sont définis comme sur la figure II.9 par la section 2D génératrice des supports de transmission.

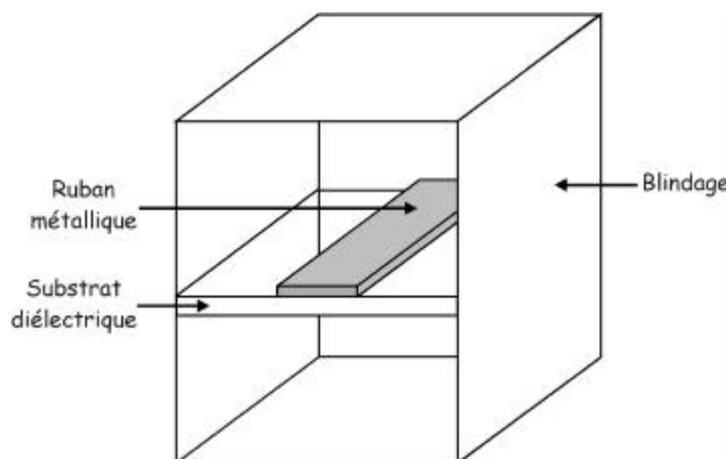


Figure II.9 : Accès distribué

Avant la résolution 3D, un calcul des modes propres de l'accès est nécessaire au niveau de l'excitation. Ces différents modes comprennent : le mode fondamental quasi TEM

de la ligne microruban, des modes propagatifs supérieurs, ainsi que des modes évanescents générés par les discontinuités du circuit et qui se retrouvent dans l'accès.

L'équation à résoudre dans le cas des accès distribués, mise sous forme matricielle, s'écrit en effet pour la formulation E :

$$([A] - k_0^2 [B]) \{E\} = \sum_{k=1}^P \{J_{ep_k}\} (a_k - b_k) \quad (\text{II-18})$$

où les J_{ep_k} sont les densités de courants électriques de surfaces du $k^{\text{ième}}$ mode de l'accès.

L'analyse en oscillations forcées dans le cas des accès distribués nécessite une décomposition modale dans le plan d'accès de la structure, ce qui conduit à un calcul 2D des différents modes considérés, à une fréquence donnée.

b) – Les Accès Localisés

L'application des éléments localisés à des circuits planaires passifs en technologie microruban (ou microruban suspendu dans l'air) doit permettre de reproduire plus fidèlement les conditions expérimentale de mesures.

Dans le cas de l'accès localisé, l'excitation est réalisée par une structure filaire (1D) placée au niveau de la ligne microruban et du plan de masse (figure II.10). Le reste de l'accès est blindé en dehors d'une petite surface entourant le dispositif d'excitation décrite en mur magnétique afin d'éviter tout court-circuit. L'accès localisé est parcouru par un courant $I = (a-b)I_0$ aux bornes duquel la tension est $V = (a+b)V_0$.

V_0 et I_0 étant les tensions et courants de références tels que :

$$V_0 = R_0 I_0 \quad (\text{II-19})$$

$$\text{et} \quad \frac{1}{2} V_0 I_0 = 1 \quad (\text{II-20})$$

La résistance de normalisation R_0 vaut 50Ω pour des lignes microrubans.

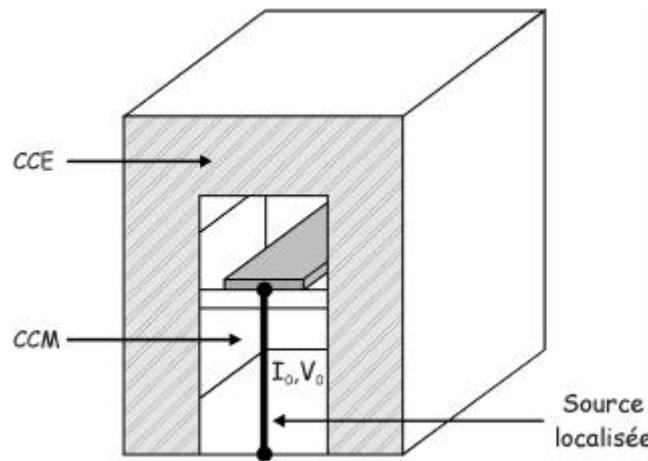


Figure II.10 : Accès localisé

Par comparaison avec les accès distribués, l'équation à résoudre après mise sous forme matricielle s'écrit dans le cas des accès localisés :

$$([A] - k_0^2 [B]) \{E\} = \sum_{k=1}^P (a_k - b_k) I_0 \quad (\text{II-21})$$

Ainsi, aucun calcul de mode n'est nécessaire au niveau de l'accès.

Si les accès localisés sont très bien adaptés pour des lignes microrubans, l'utilisation des accès distribués comme système d'excitation des circuits planaires reste toutefois indispensable pour des structures particulières telles que les lignes coplanaires possédant un plan de masse sur la face inférieure du substrat.

Nous venons d'aborder les deux types d'excitations des circuits planaires sous EMXD, mais il est possible de déterminer certains paramètres électriques sans pour autant exciter la structure d'étude : le calcul est dit en oscillation libre.

II.3.2.2 Calcul en Oscillations Libres

En oscillation libre, la structure ne possède aucun accès et la résolution du système revient à un calcul de valeurs et de vecteurs propres. Il est alors possible d'obtenir les valeurs des fréquences de résonances f_0 , du facteur de qualité à vide Q_0 , ainsi que la répartition des champs électromagnétiques dans la structure.

Finalement, la méthode des éléments finis est donc particulièrement bien adaptée aux dispositifs volumiques, de géométries complexes.

II.3.3. APPLICATION DES MOYENS D'ETUDE

* Le logiciel électromagnétique 2D½ "MOMENTUM"

"MOMENTUM" impose, pour le calcul des facteurs de qualité à vide Q_0 des résonateurs, que le circuit soit excité par des bouts de lignes (figure II.11).

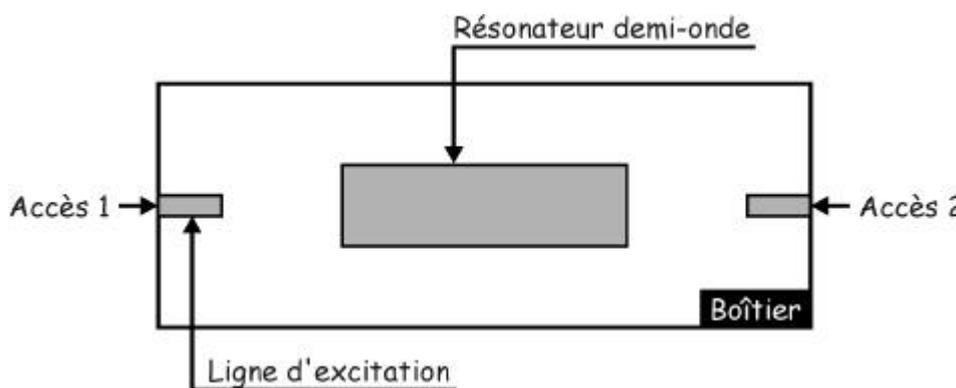


Figure II.11 : Résonateur quasiment en oscillation libre sous "MOMENTUM"

Afin de mesurer le facteur de qualité à vide à la fréquence propre du résonateur, les lignes d'excitations doivent être positionnées suffisamment loin du résonateur. Le résonateur est alors découplé et le coefficient de surtension à vide Q_0 est déterminé à partir de la réponse en transmission du circuit.

Cependant, lors de l'étude, pour certaines hauteurs de cavités, le logiciel n'a pas pu calculer la réponse du circuit. En effet, pour certains rapports, largeur de ligne d'excitation / hauteur de cavité < 1 , le logiciel ne délivre aucun résultat.

C'est pourquoi l'étude des facteurs de qualité à vide a été menée uniquement avec le logiciel EMXD.

* Le logiciel électromagnétique 3D EMXD

EMXD permet de simuler un résonateur seul (sans système d'excitation) dans un boîtier, donc en oscillation libre. Le logiciel détermine ainsi la fréquence propre du mode du résonateur.

En considérant des pertes diélectriques dans le substrat et métalliques sur le résonateur ainsi que sur le boîtier, le logiciel EMXD calcule la fréquence complexe du mode propre sous la forme :

$$f = f' + j f'' \quad (\text{II-22})$$

Le coefficient de qualité à vide est calculé grâce à la formule :

$$Q_0 = \frac{f'}{2f''} \quad (\text{II-23})$$

Une des caractéristiques de ce logiciel est la prise en compte des symétries de la structure étudiée lors du calcul. Ainsi, les structures d'études peuvent être réduites de la manière suivante (figure II.12) :

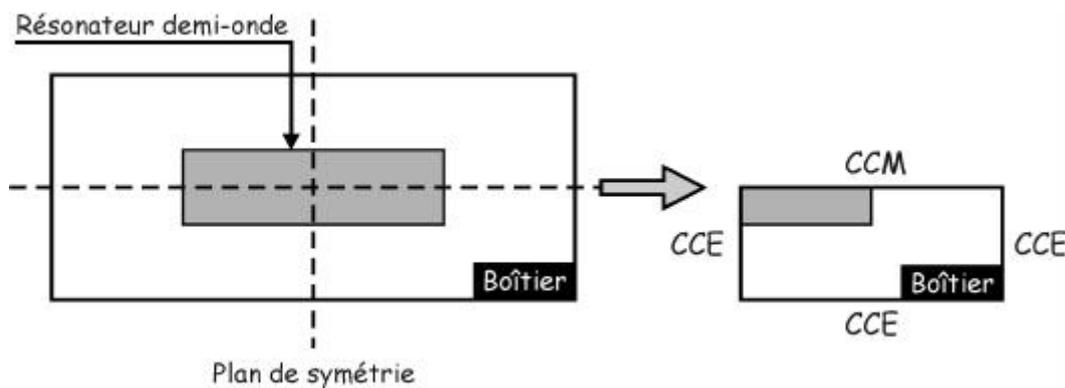


Figure II.12 : Prise en compte des symétries sur le résonateur demi-onde

La fréquence complexe est calculée à partir d'1/4 de la structure avec des conditions de mur électrique sur les parois du boîtier. Des contraintes de mur électrique sont imposées sur la longueur de la ligne ainsi que des contraintes de mur magnétique sur la largeur afin de satisfaire aux conditions du mode microruban du résonateur demi-onde (figure II.12).

La même démarche est effectuée pour le résonateur patch à fentes (figure II.13). Des conditions de mur électrique sont imposées sur le boîtier ainsi que sur le plan horizontal du patch. Des conditions de mur magnétique sont appliquées sur le plan vertical afin d'exciter la polarisation verticale du champ électrique (figure II.13).

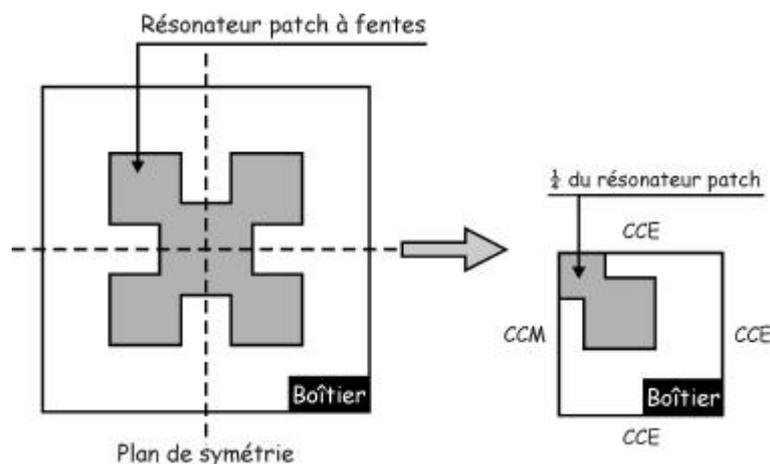


Figure II.13 : Prise en compte des symétries du patch

Un maillage 3D de la structure montrant un quart du résonateur patch à fente dans son boîtier est représenté en figure II.14 :

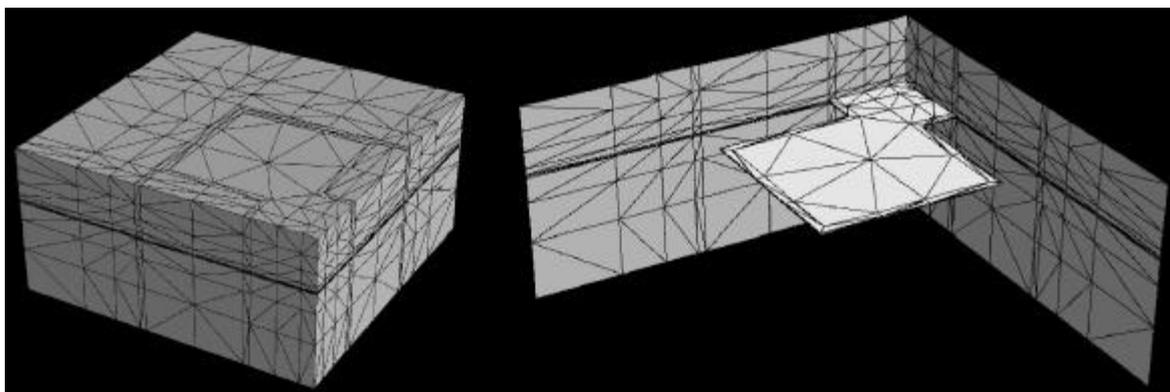


Figure II.14 : Maillage d'un quart de patch à fentes suspendu

Dans le cas de la structure micro-usinée comme dans le cas du résonateur sur substrat suspendu, les calculs se feront en considérant les résonateurs dans des cavités métalliques parallélépipédiques pour des raisons de place mémoire lors des calculs.

II.4 EVOLUTION DES FACTEURS DE QUALITE D'UN RESONATEUR DEMI-ONDE EN BANDE KA

Pour cette étude, le calcul des facteurs de qualité est effectué à une fréquence de travail de 36,5 GHz. Dans un premier temps, seul le résonateur linéique demi-onde est étudié sur la membrane de BCB micro-usinée ainsi que sur le substrat de quartz suspendu.

Comme nous l'avons décrit précédemment, les pertes imposées sur la structure globale sont de deux types :

- ↪ métalliques pour le boîtier, ainsi que la métallisation du circuit,
- ↪ diélectriques au niveau du substrat.

La conductivité de l'or, prise comme étant $\sigma = 2,9.10^7 \text{ S.m}^{-1}$, caractérise les pertes métalliques alors que les pertes diélectriques correspondent à la tangente de perte du substrat de quartz et de BCB (Benzo Cyclo Butene) qui seront prises égales à $\tan\delta = 10^{-4}$.

La membrane de BCB a une épaisseur de 10 microns avec une constante diélectrique de 2,7. Le substrat de quartz possède une épaisseur de 100 microns et une constante diélectrique de 3,78.

Pour les deux technologies que sont la membrane de BCB micro-usinée et le substrat de quartz suspendu, les hauteurs des cavités supérieures et inférieures sont prises constante et égales respectivement à 425 microns et 760 microns.

Une étude sur les variations du facteur de qualité à vide suivant différentes largeurs de la ligne demi-onde a été réalisée pour une fréquence constante égale à 36,5 GHz. Pour chaque largeur de résonateur, sa longueur a été ajustée à la fréquence d'étude. Les variations du coefficient de surtension à vide en fonction de la largeur de ligne demi-onde sur les deux technologies sont montrées en figure II.15.

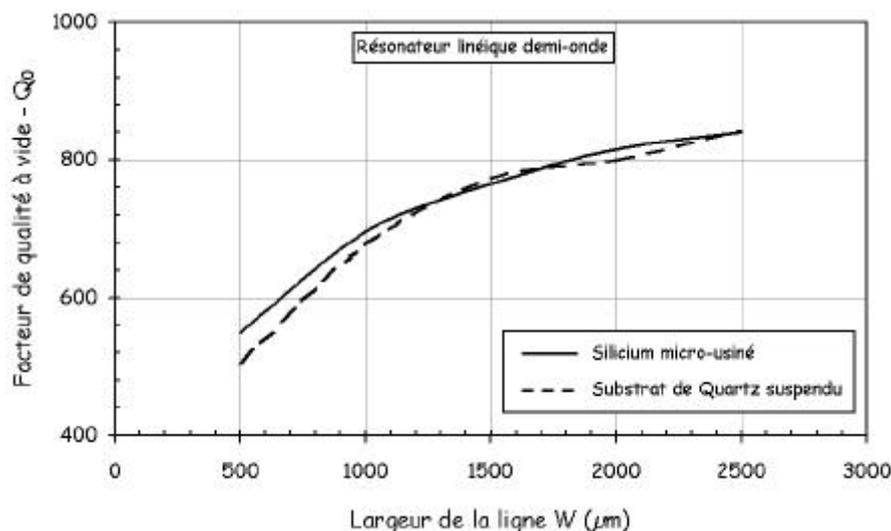


Figure II.15 : Variation du Q_0 pour le résonateur demi-onde suivant sa largeur

On remarque sur la figure II.15 que le facteur de qualité à vide Q_0 d'un résonateur demi-onde augmente en fonction de la largeur de la section transverse de la ligne. En effet, les

pertes ohmiques diminuent lorsque la largeur de la ligne augmente, ceci est dû à la diminution de la densité de courant sur le métal.

Les variations des facteurs de qualité à vide sur les deux technologies sont quasi identiques en bande Ka.

Si l'on regarde la contribution de chaque type de pertes (diélectriques et métalliques), on remarque qu'en bande Ka les pertes diélectriques sont très faibles sur les deux technologies (figure II.16).

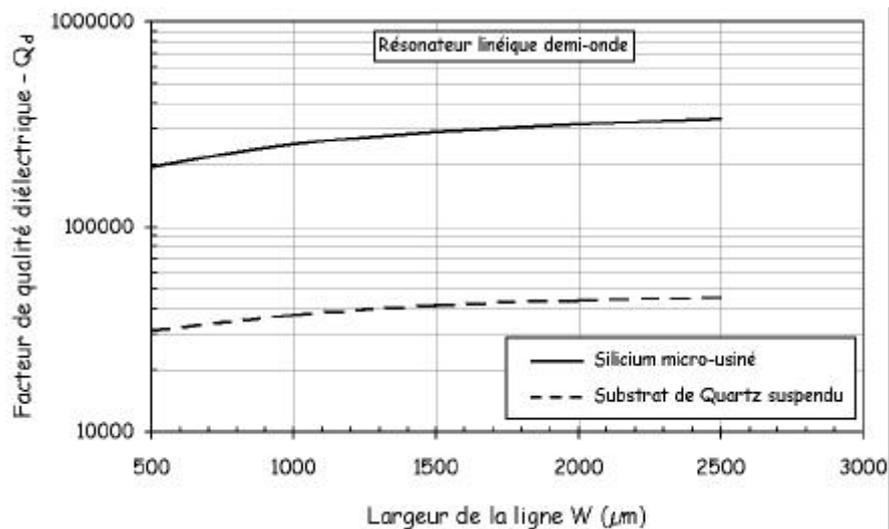


Figure II.16 : Evolution des pertes diélectriques en fonction de la largeur du résonateur demi-onde

En bande Ka, la valeur du facteur de qualité à vide est donc limitée par les pertes métalliques du résonateur et du boîtier (figure II.17).

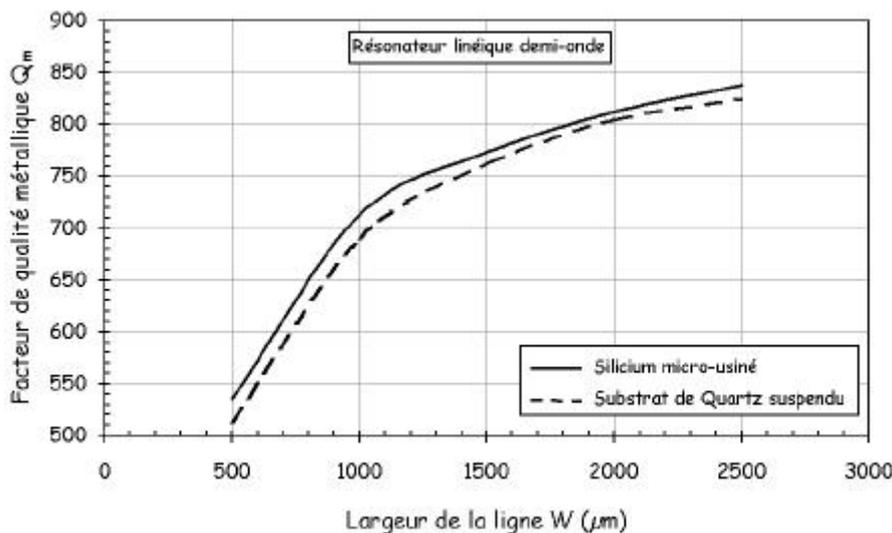


Figure II.17 : Evolution des pertes métalliques en fonction de la largeur du résonateur demi-onde

En dissociant les pertes métalliques dues à la métallisation du circuit de celles dues au boîtier, nous obtenons la courbe de la figure II.18.

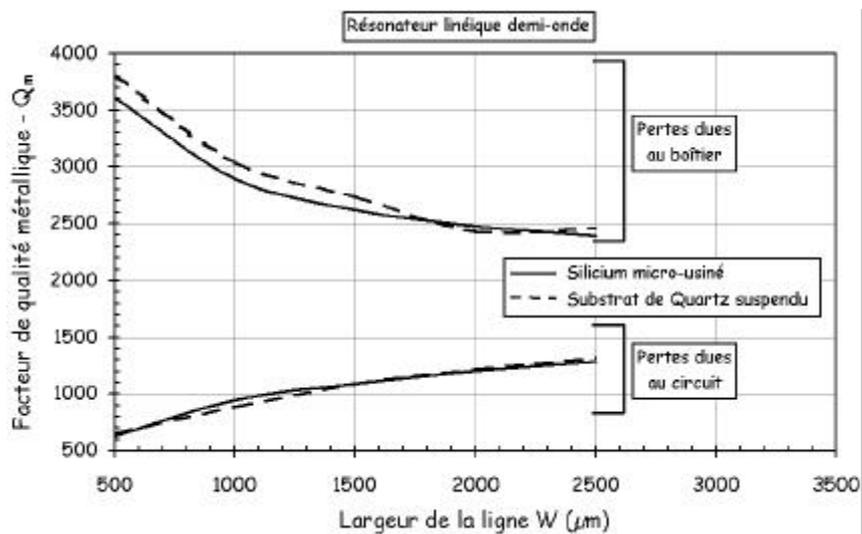


Figure II.18 : Evolution des pertes métalliques dues au circuit et au boîtier

Quelle que soit la technologie adoptée en bande Ka, les pertes métalliques dues au circuit prédominent sur celles dues au boîtier (figure II.18). pour la conception de filtres à base de résonateurs linéiques demi-onde, les deux technologies conduisent à des résultats similaires sur le facteur de qualité à vide du résonateur. La différence entre ces deux technologies concerne essentiellement la rapidité et la facilité de réalisation, ce que l'on abordera par la suite.

II.5 COMPARAISON DES FACTEURS DE QUALITE DU RESONATEUR DEMI-ONDE ET DU PATCH

II.5.1. ETUDE DU Q_0 DU PATCH A FENTES SUIVANT SA GEOMETRIE

Pour diminuer l'encombrement du résonateur patch classique, nous avons modifié sa géométrie en ajoutant sur chaque côté des fentes. Ceci permet de conserver la longueur du périmètre du résonateur constante tout en diminuant son encombrement défini par la longueur L du résonateur (figure II.19).

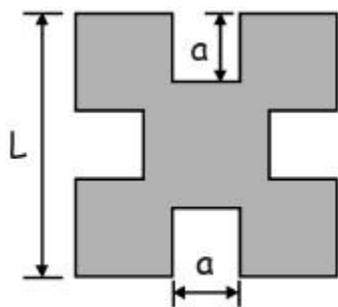


Figure II.19 : Topologie du résonateur patch

Un exemple de résultat est donné sur la figure II.20 où pour une valeur constante de la fréquence $f_0 = 36,5$ GHz, nous avons calculé les longueurs "L" et "a".

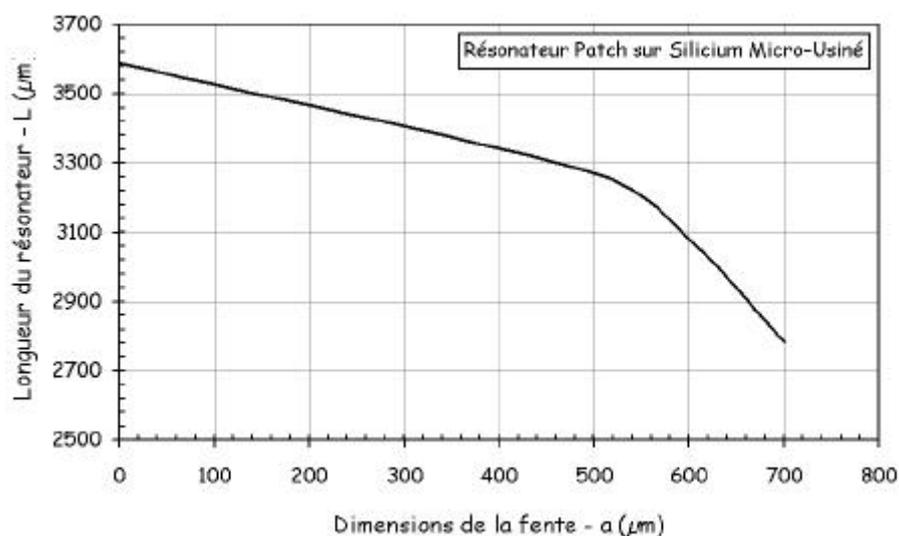


Figure II.20 : Variation de la longueur "L" du résonateur patch suivant les dimensions des fentes "a"

On constate bien sur cette figure la diminution de l'encombrement représenté par la longueur "L" du patch lorsque la dimension "a" des fentes augmente.

Cependant, cette diminution de l'encombrement se fait au détriment du facteur de qualité à vide. En effet, pour le cas de la technologie de la membrane de BCB micro-usinée, la figure II.21 montre une diminution du facteur de qualité à vide du patch lorsque la taille des fentes augmente.

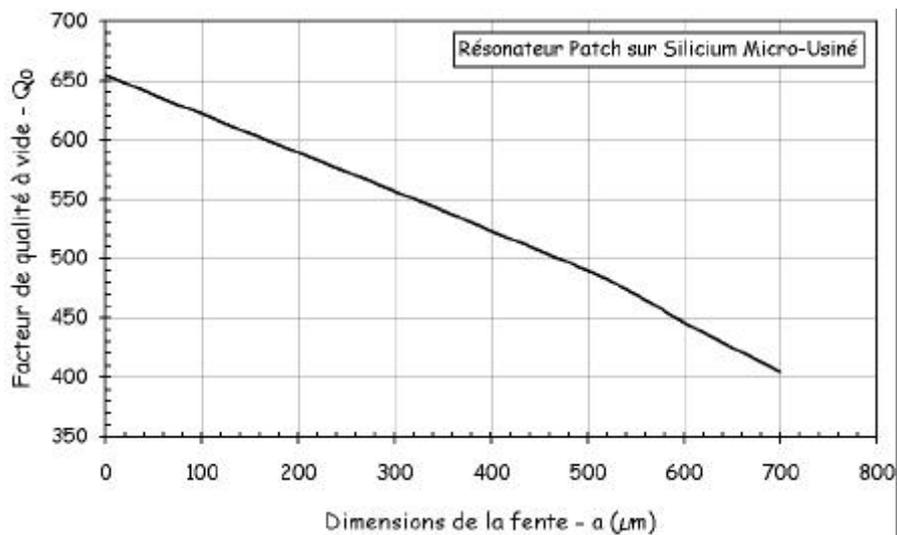


Figure II.21 : Variation du Q_0 du patch suivant la taille des fentes

Ainsi, d'après la figure II.21, le facteur de qualité à vide passe de 655 pour le patch carré sans fentes à 405 lorsque les fentes sont ajoutées sur le résonateur dans le cas d'un encombrement minimal.

En utilisant un circuit en éléments localisés modélisant un filtre quatre pôles elliptique que l'on aura à concevoir à 36,5 GHz, nous allons étudier l'impact du facteur de qualité à vide sur les performances électriques du filtre.

II.5.2. INFLUENCE DU Q_0 SUR LES PERFORMANCES ELECTRIQUES D'UN FILTRE

Un filtre quatre pôles elliptique à deux zéros de transmission est modélisé par le schéma en éléments localisés suivant (figure II.22) :

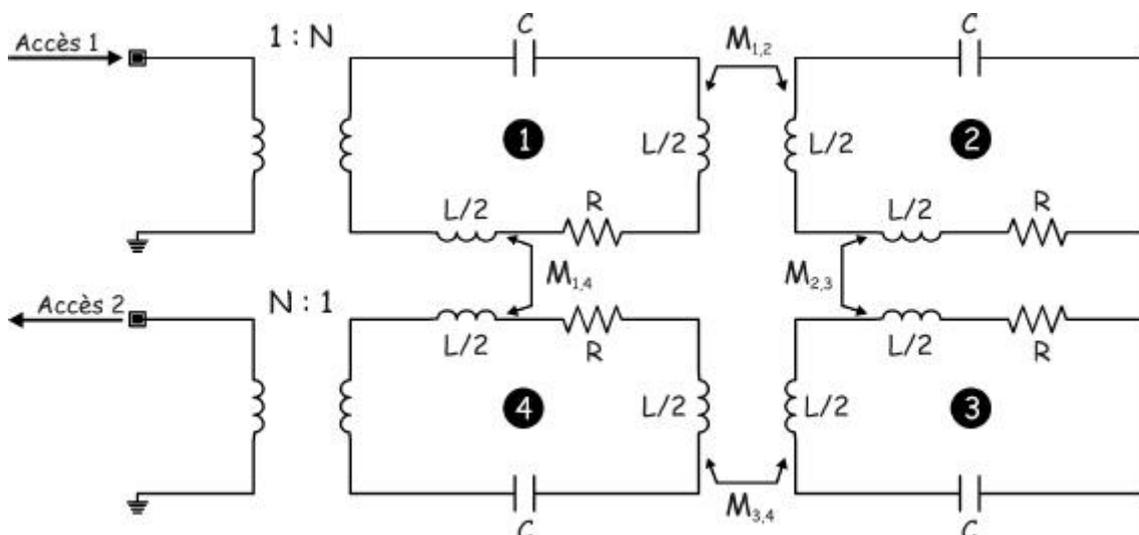


Figure II.22 : Schéma en éléments localisés d'un filtre quatre pôles elliptique

Sur ce circuit en éléments localisés, les pertes sont imposées par les résistances de chaque élément résonant. La valeur de cette résistance, liée à la valeur du facteur de qualité à vide Q_0 est donnée par la relation (II-24) :

$$R = \frac{L\omega_0}{Q_0} \quad (\text{II-24})$$

où L est la self inductance du circuit résonant normalisée à 1 nH
 ω_0 représente la pulsation propre dont la valeur est $2\pi f_0$

En imposant les valeurs de Q_0 simulées sous EMXD pour le patch à fentes dans le circuit en éléments localisés, nous pouvons constater une augmentation des pertes d'insertions en fonction des dimensions des fentes (figure II.23).

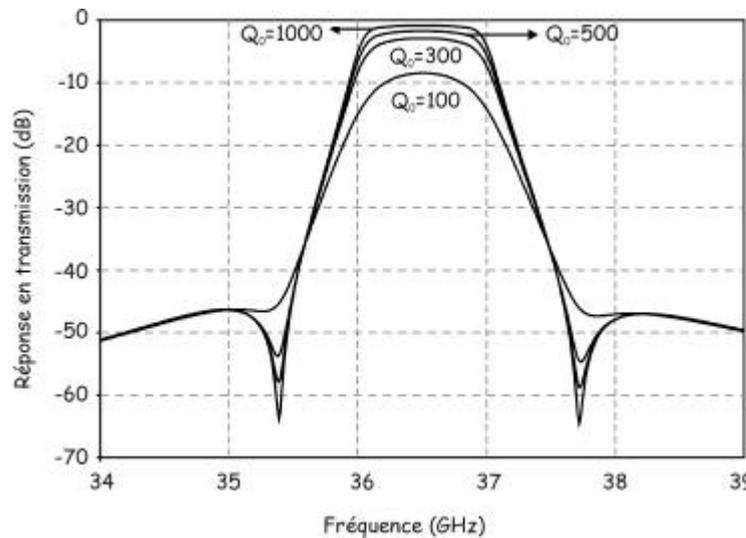


Figure II.23 : Réponse en transmission du filtre quatre pôles elliptique en fonction de Q_0 d'un résonateur

L'incidence des variations des facteurs de qualité à vide sur les pertes d'insertions dans la bande, sur les bandes passantes à -3 dB et -40 dB ainsi que sur la réjection hors bande est donnée tableau II.1.

Facteur de qualité à vide	Pertes d'insertion h_{ins} (dB)	Bande passante à -3 dB (MHz)	Bande passante à -40 dB (MHz)	Réjection hors bande (MHz)
655	0,13	1 000	2 003	473
405	2,15	927	2 050	531

Tableau II-1 : Evolution du gabarit du filtre en fonction du Q_0

L'ajout des fentes sur le patch carré diminue donc fortement l'encombrement, mais se traduit par des performances moindres sur le filtre.

Néanmoins, en prenant les dimensions maximales des fentes, c'est-à-dire la valeur minimale de Q_0 du résonateur, les valeurs de bandes passantes et de réjection hors bande rentrent dans le gabarit des filtres à réaliser. Le niveau des pertes d'insertions dans la bande est sans conséquence compte tenu qu'il sera compensé par la partie active du système radiométrique.

II.5.3. EVOLUTION DES FACTEURS DE QUALITE EN FONCTION DES HAUTEURS DE CAPOTS

Dans cette partie, nous allons étudier les variations des facteurs de qualité à vide du résonateur linéique demi-onde ainsi que celles du résonateur patch à fentes lorsque les hauteurs des capots supérieurs et inférieurs varient.

Cette étude a été réalisée pour les deux technologies ; silicium micro-usiné et quartz suspendu. Lors de la simulation la largeur de la ligne est prise constante et égale à $2\,000\ \mu\text{m}$ alors que la longueur du résonateur demi-onde ainsi que les dimensions "a" et "L" du patch seront adaptées pour travailler à fréquence constante (36,5 GHz).

Cette étude a été réalisée en deux parties. Tout d'abord nous avons fixé la hauteur du capot inférieur à 760 microns et fait varier la hauteur du capot supérieur (figure II.24).

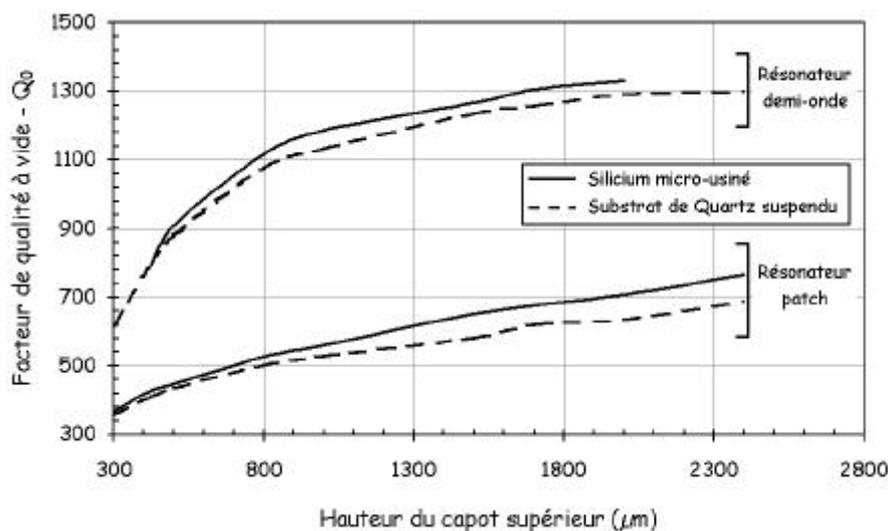


Figure II.24 : Facteur de qualité à vide des résonateurs en fonction de la hauteur du capot supérieur

Ensuite, pour une hauteur de capot supérieur égale à $425 \mu\text{m}$, nous avons relevé les facteurs de qualité à vide pour différentes hauteurs de capot inférieur (figure II.25).

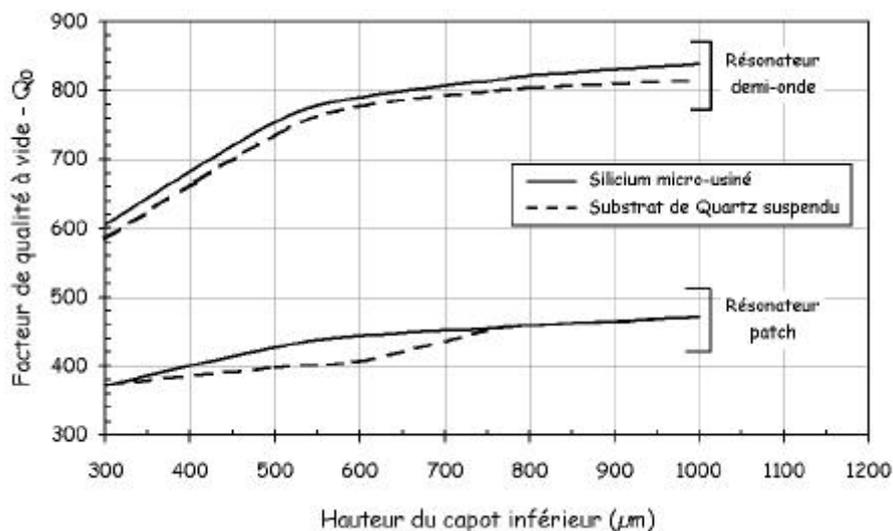


Figure II.25 : Facteur de qualité à vide des résonateurs en fonction de la hauteur du capot inférieur

Nous pouvons remarquer sur les figures II.24 et II.25, que le facteur de qualité à vide s'améliore lorsque les hauteurs de capots augmentent. De plus, ces figures montrent que les résonateurs patchs à fentes possèdent des facteurs de qualité à vide bien inférieurs à ceux des lignes. Ceci se justifie car les résonateurs patchs à fentes présentent des sections transverses faibles devant celles des lignes, ce qui augmente la densité de courant et donc les pertes ohmiques (tableau II-2).

Hauteur du capot supérieur	500 μm		2 000 μm	
	BCB	Quartz	BCB	Quartz
Q ₀				
Ligne	624	879	1 207	1 293
Patch	527	564	603	702

Tableau II-2 : Facteurs de qualité à vide sur les deux technologies

Afin d'expliquer ce phénomène, nous allons étudier la configuration du champ électrique d'une ligne suivant la hauteur des capots.

Grâce au logiciel des éléments finis, nous avons simulé la section transverse d'une ligne dans une cavité métallique rectangulaire. Le circuit repose sur un substrat de quartz dont la constante diélectrique est 3,78 (figure II.26).

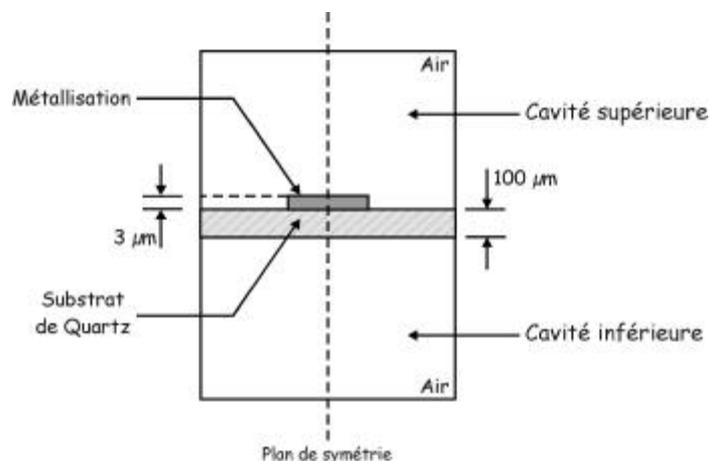


Figure II.26 : Ligne sur substrat de quartz suspendu dans une cavité

La hauteur de la cavité présente sous le substrat de quartz est prise constante et égale à 760 μm . Nous avons uniquement simulé la demi-structure sous EMXD en appliquant des conditions de court-circuit magnétique sur le plan de symétrie (figure II.26).

Pour des hauteurs de cavités supérieures égales à 500 microns, puis 2 000 microns, nous avons étudié la configuration du champ électrique de la ligne (figure II.27).



(a) $H_{cs} = 500 \mu\text{m}$



(b) $H_{cs} = 2000 \mu\text{m}$

Figure II.27 : Configuration des champs pour deux hauteurs de cavités supérieures (H_{cs}) différentes

La configuration des champs, lorsque la hauteur de la cavité supérieure est de 2 000 microns, montre un mode purement microstrip. En effet, les lignes de champs électriques se rebouclent sur le plan de masse inférieur qui est le plus près de la ligne.

Par contre, lorsque la hauteur de la cavité supérieure est de 500 microns, bien inférieur à la hauteur de la cavité inférieure, les lignes de champs électrique se rebouclent sur le plan de masse supérieur ainsi que sur le plan de masse inférieur, mais de façon moindre. Nous avons donc une configuration de champs correspondant à celle d'un mode triplaque.

Ainsi, la surface métallique considérée par le champ électromagnétique est beaucoup plus grande dans la configuration où la hauteur de la cavité supérieure est de 500 microns. Les pertes métalliques sont donc beaucoup plus importantes et par conséquent le facteur de qualité beaucoup plus faible.

Pour approfondir cette étude, nous avons dissocié les pertes métalliques dues au boîtier, des pertes métalliques dues au circuit afin d'identifier l'origine de ces pertes sur la structure micro-usinée étudiée (figure II.28).

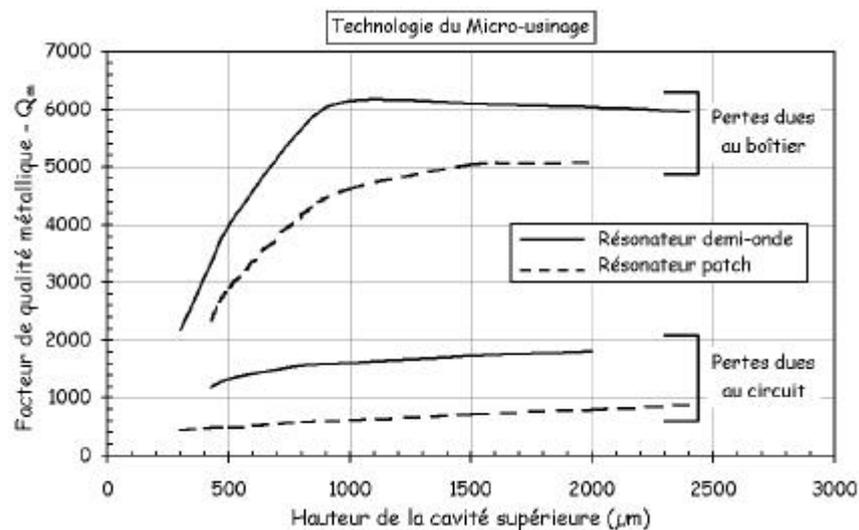


Figure II.28 : Evolution des différentes pertes métalliques de la structure

En bande Ka, les pertes métalliques sont essentiellement dues au circuit. Les pertes dues au boîtier sont beaucoup plus faibles que celles apportées par la métallisation des résonateurs (tableau II-3).

Hauteur de cavité supérieure	Ligne		Patch	
	Q_m circuit	Q_m boîtier	Q_m circuit	Q_m boîtier
500 μm	1 200	4 000	450	2 950
2 000 μm	1 800	6 000	750	5 050

Tableau II-3 : Evaluation des pertes métalliques pour les deux résonateurs

Si l'on considère uniquement le résonateur patch à fentes, qu'il soit micro-usiné ou sur substrat de quartz suspendu, l'évolution des pertes métalliques en fonction des hauteurs des cavités, est quasi-semblable sur les deux technologies (figure II.29) pour de faibles hauteurs de cavités.

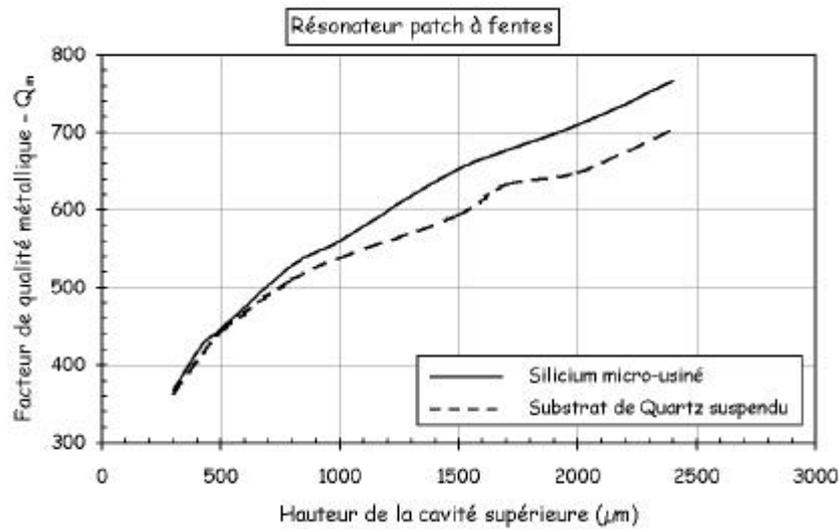


Figure II.29 : Pertes métalliques du résonateur patch à fente sur les deux technologies

En dissociant les pertes métalliques dues au boîtier des pertes métalliques dues au circuit, la figure II.30 montre bien que les pertes métalliques dues au boîtier sont bien plus faibles que celles liées à la métallisation du circuit lorsque les hauteurs des cavités augmentent et cela pour les deux technologies.

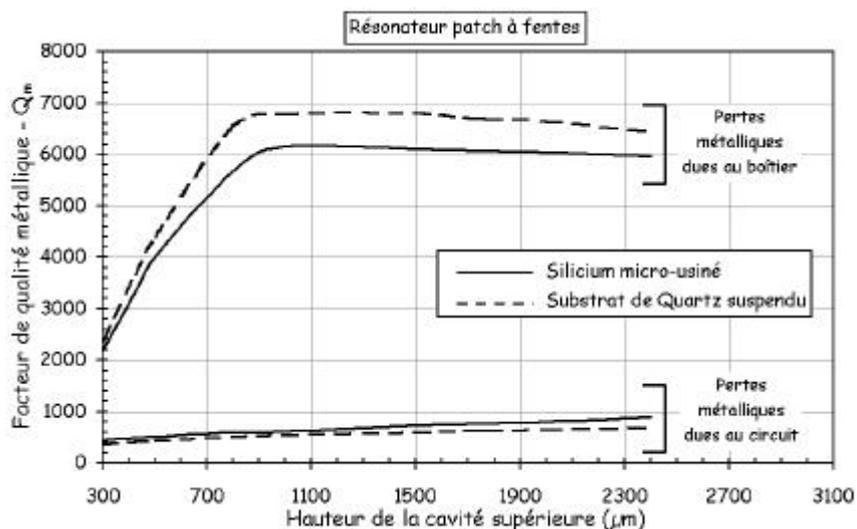


Figure II.30 : Evolution des pertes métalliques du résonateur patch à fentes sur les deux technologies

II.6 CONCLUSION SUR LES COEFFICIENTS DE QUALITE A VIDE EN BANDE KA

Le facteur de qualité à vide qui est un paramètre important lors de la conception d'un filtre, dépend de la forme du résonateur (patch à fentes ou demi-onde), mais aussi des hauteurs des cavités adoptées.

En effet, un résonateur ayant à la base de faibles performances électriques peut voir accroître son facteur de qualité à vide en augmentant les hauteurs des cavités supérieures et inférieures au substrat. Seule l'apparition des modes supérieurs de boîtier limitera les hauteurs de cavités à adopter.

De plus, comme montré précédemment, les deux technologies offrent sensiblement les mêmes valeurs de facteurs de qualité à vide bien que les caractéristiques diélectriques et dimensionnelles des substrats utilisés soient différentes. Ces différences entre les deux substrats peuvent jouer un rôle sur les coefficients de couplages inter-résonateurs, ce que nous allons étudier par la suite.

III. ETUDE DES COEFFICIENTS DE COUPLAGES DES RESONATEURS PATCHS A FENTES EN BANDE KA

Paramètres importants lors de la conception de filtres, les coefficients de couplages qu'ils soient inter-résonateurs ou d'entrée / sortie, fixent la valeur de la bande passante du filtre.

Nous allons effectuer cette étude sur les deux technologies précédemment utilisées afin de déterminer laquelle des deux est plus adaptée pour la conception, puis la réalisation du filtre en bande Ka. Pour cela, nous allons tout d'abord définir ce que sont les coefficients de couplages.

III.1 COUPLAGES ENTRE LES RESONATEURS ET LES SYSTEMES D'EXCITATION : COUPLAGE ENTREE / SORTIE

Le couplage entrée / sortie caractérise l'excitation d'un résonateur planaire, par une ligne d'accès, de type microruban pour notre étude. Cette excitation est réalisée par proximité de la ligne d'accès au résonateur. Le couplage est fonction de la distance séparant les deux métallisations.

Chaque résonateur sera modélisé pour un mode donné et autour de sa fréquence de résonance par un circuit équivalent basse fréquence RLC série pour lequel la pulsation ω_0 et le facteur de qualité à vide Q_0 sont déterminés par :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{et} \quad Q_0 = \frac{L\omega_0}{R} \quad (\text{II.25})$$

III.1.1. COUPLAGE PAR PROXIMITÉ DES LIGNES D'ACCÈS AU RÉSONATEUR

Le résonateur planaire est excité par une ligne microruban classique juxtaposée. Pour étudier le couplage d'entrée ou de sortie d'un filtre disposant de ce type d'excitation, on considère la structure simple formée d'un résonateur patch à fentes excité par une ligne d'accès disposée horizontalement ou verticalement suivant le mode du patch que l'on veut exciter comme le montre la figure II.31.

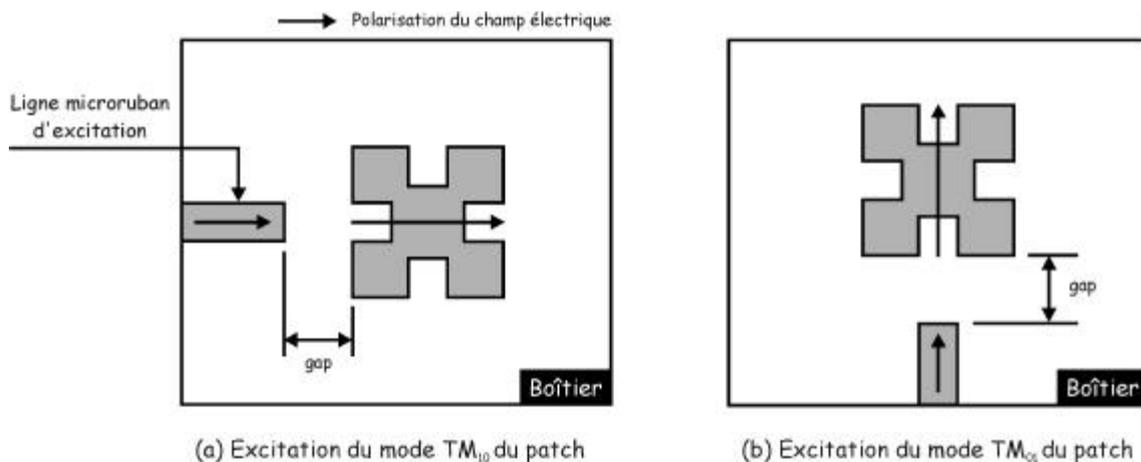


Figure II.31 : Structure étudiée pour déterminer le couplage d'entrée

La valeur du coefficient de couplage dépend directement de la dimension du gap séparant la ligne d'excitation du résonateur.

Pour étudier les coefficients de couplages, il est nécessaire d'avoir recours à des simulateurs électromagnétiques comme MOMENTUM (Agilent), logiciel 2D½ reposant sur la méthode des moments. La détermination du couplage d'entrée / sortie s'effectue à partir de la structure de la figure II.31 (a ou b) blindée par un boîtier métallique.

Le calcul du coefficient de couplage entrée / sortie est réalisé à partir de la réponse en phase du coefficient de réflexion S_{11} , dans le plan de l'accès.

La valeur du coefficient de couplage d'entrée / sortie s'obtient alors simplement à partir de la fréquence centrale f_0 et de la bande de fréquence Δf correspondant à un saut de phase de 180° autour de f_0 , comme présenté sur la figure II.32.

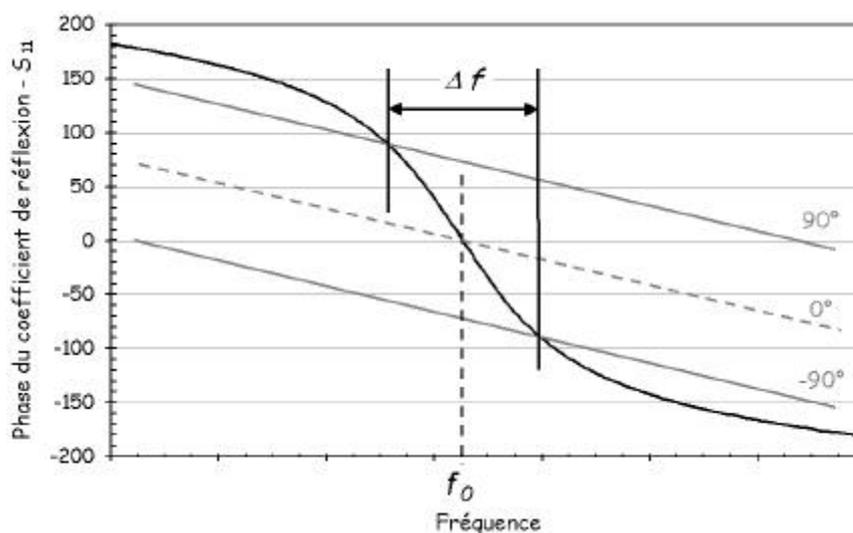


Figure II.32 : Phase du coefficient de réflexion

Le facteur de qualité extérieur représentant le couplage d'entrée ou de sortie s'exprime alors par :

$$Q_e = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (\text{II.26})$$

III.2 DEFINITION DES COUPLAGES INTER-RESONATEURS

Nous décrivons dans ce paragraphe, la caractérisation d'un système à deux résonateurs monomodes couplés.

Lorsqu'on place deux résonateurs strictement identiques côte à côte, les modes de résonance de chacun d'eux sont perturbés. Cette perturbation qui correspond au couplage dépend de la distance séparant les résonateurs et de la position des uns par rapport aux autres.

Quel que soit le type de couplage, on démontre [93] que le coefficient de couplage inter-résonateurs, noté k , s'exprime à partir de la relation suivante :

$$k = \frac{|f_e^2 - f_m^2|}{|f_e^2 + f_m^2|}$$

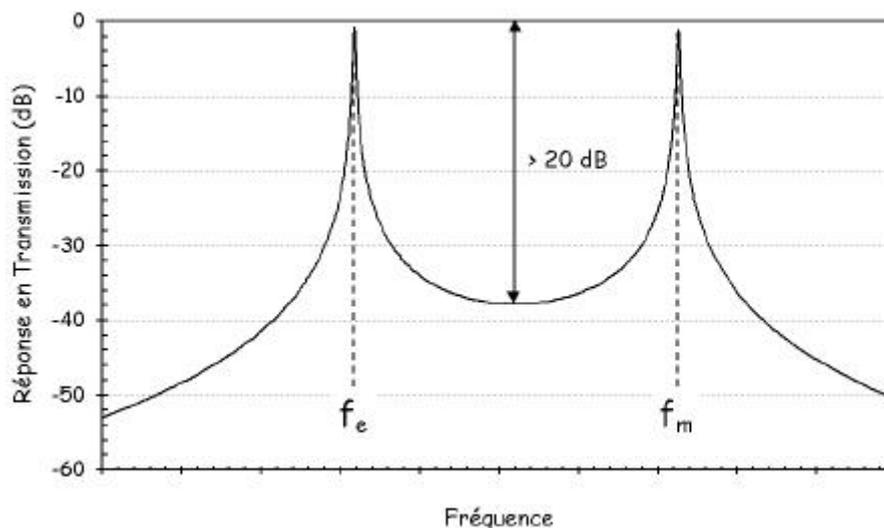
où f_e et f_m sont les deux fréquences de résonance du dispositif composé de deux résonateurs

Le calcul du couplage inter-résonateurs k est donc basé sur l'étude des deux fréquences f_e et f_m pour différentes valeurs de gap séparant les deux résonateurs. Cette étude peut être menée en oscillations libres à l'aide de la Méthode des Eléments Finis ou bien en oscillations forcées en utilisant des logiciels tels que Momentum (Agilent Eesof). Dans les deux cas, l'analyse s'effectue sans prendre en compte les pertes du dispositif.

La structure composée de deux résonateurs identiques étant parfaitement symétrique, la Méthode des Eléments Finis permet de ne considérer qu'un seul résonateur blindé dans le calcul en oscillations libres. En affectant au plan de symétrie successivement une condition de court-circuit électrique (CCE) ou de court-circuit magnétique (CCM), la résolution du problème donne alors accès respectivement aux fréquences f_e et f_m .

La méthode des éléments finis permet de déterminer les couplages inter-résonateurs avec une grande précision, toutefois, pour des raisons de rapidité de calcul, généralement Momentum est préféré.

Ce logiciel d'analyse électromagnétique commercial ne permet d'étudier les deux résonateurs couplés qu'en oscillations forcées. Dans ce cas, les lignes d'accès doivent être suffisamment éloignées de chaque résonateur pour que l'influence du système d'excitation sur le couplage inter-résonateurs soit négligeable. En pratique, on estime que les systèmes d'excitations ne perturbent plus les résonateurs couplés lorsque le niveau du zéro situé entre les deux pics de résonance en transmission, se situe aux alentours de -20 dB (figure II.33).



**Figure II.33 : Réponse en transmission d'un dispositif à deux résonateurs :
détermination des fréquences f_e et f_m en oscillations forcées**

III.3 ETUDE DES COEFFICIENTS DE SURTENSION EXTERNES EN BANDE KA SUR LES DEUX TECHNOLOGIES

Le but de cette partie est l'étude des coefficients de couplage entrée / sortie ainsi que les coefficients de couplages inter-résonateurs présentés par les deux technologies. Finalement, la technologie la plus adaptée à la conception de nos filtres sera retenue.

III.3.1. DESCRIPTION DES STRUCTURES D'ETUDE

Nous allons étudier les coefficients de surtension externes présentés par le résonateur patch à fentes, ainsi que le résonateur linéique demi-onde. Cette étude sera menée sur la technologie du silicium micro-usiné et celle du substrat de quartz suspendu.

Pour la comparaison des coefficients de couplages entre les deux technologies, les hauteurs des cavités supérieures et inférieures seront prises comme étant respectivement 425 μm et 760 μm . A 36,5 GHz, ces hauteurs sont imposées par la technologie du micro-usinage. En effet, la tranche de Silicium servant de capot supérieur possède une épaisseur de 525 μm , le capot sera creusé sur 425 microns, laissant ainsi 100 microns de marge.

La tranche de silicium inférieure haute résistivité sur laquelle repose la membrane possède une épaisseur de $425 \mu\text{m}$ et le wafer formant le fond de la cavité inférieure a une épaisseur de $525 \mu\text{m}$ (figure II.34).

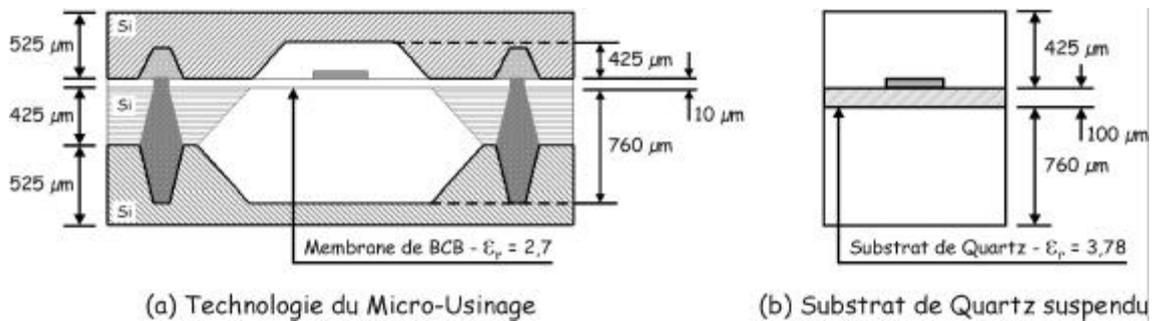


Figure II.34 : Structures d'étude

III.3.2. ETUDE DES COEFFICIENTS DE COUPLAGES ENTREE / SORTIE SUR LES DEUX TECHNOLOGIES

III.3.2.1 Etude de Q_e présenté par le patch à fentes

Cette partie vise à étudier le comportement du facteur de qualité extérieur entre les deux technologies précédemment décrites. L'évolution du Q_e suivant le gap "d" entre la ligne d'excitation et le résonateur sera établie pour le résonateur patch à fentes dans un premier temps.

Deux configurations de couplage entrée / sortie devront être adaptées afin de satisfaire au coefficient de qualité extérieur Q_e désiré (figures II.35, II.36).

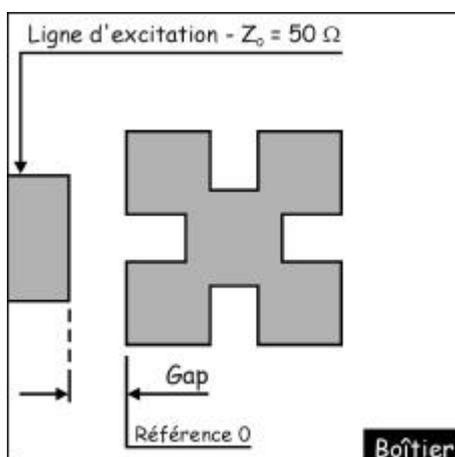


Figure II.35 : Excitation du résonateur par une ligne microruban simple

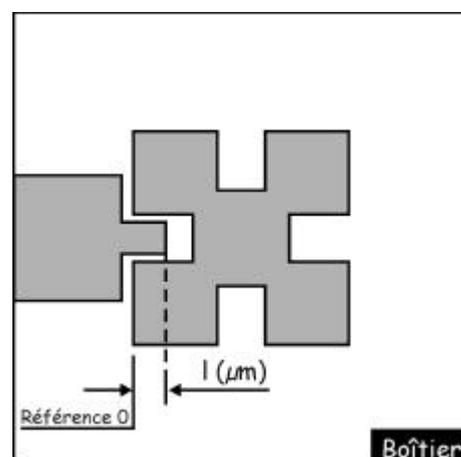


Figure II.36 : Excitation du résonateur par une ligne microruban modifiée

D'après les résultats présentés sur la figure II.37, nous constatons que les couplages entre la ligne d'excitation et le résonateur sont beaucoup plus élevés pour la technologie du quartz suspendu que pour celle de la membrane de BCB micro-usinée.

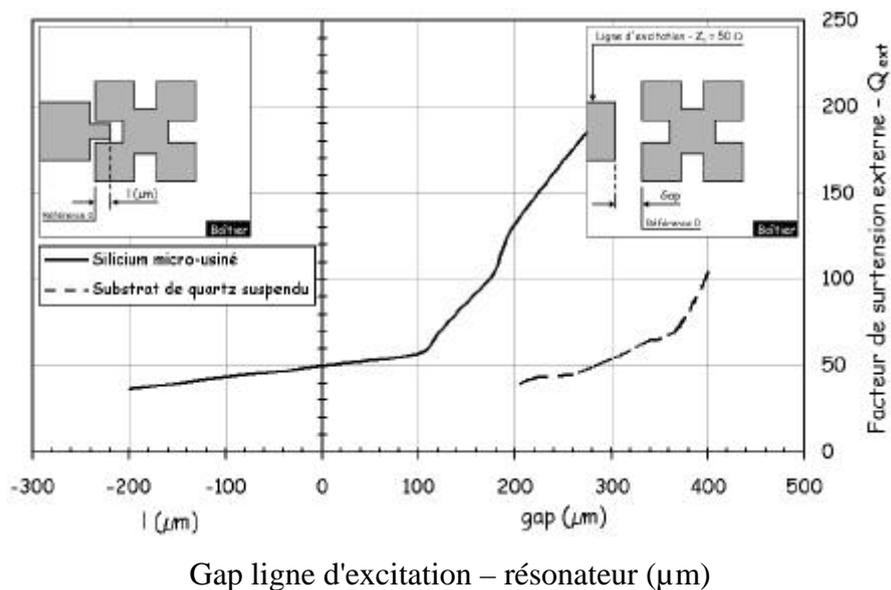


Figure II.37 : Variation du Q_e suivant le gap entre la ligne d'excitation et le résonateur

Pour un gap entre la ligne d'excitation et le résonateur donné, la technologie du substrat de quartz suspendu présente un coefficient de surtension externe plus faible que la technologie du micro-usinage. Pour atteindre la valeur du couplage d'entrée désirée avec la technologie du micro-usinage, nous avons dû modifier la ligne d'excitation.

Nous avons étudié sur la structure micro-usinée l'influence des hauteurs de capots sur la valeur du coefficient de surtension externe. Nous avons donc comparé deux structures dont les différentes hauteurs de cavités sont décrites dans le tableau II-4.

	Hauteur de la cavité supérieure (μm)	Hauteur de la cavité inférieure (μm)
Structure 1	425	760
Structure 2	650	1 500

Tableau II-4 : Hauteurs des différentes cavités d'étude

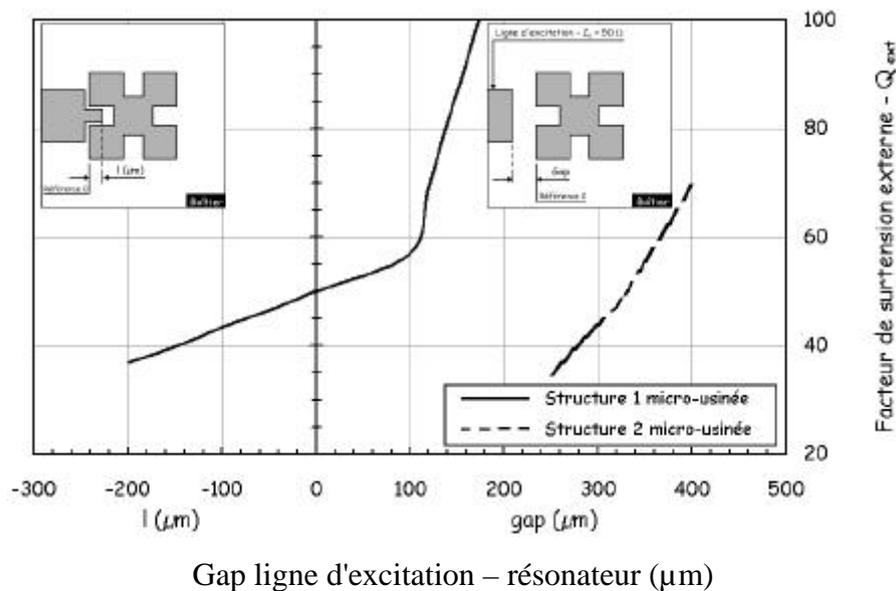


Figure II.38 : Variation du Q_e selon le gap entre la ligne d'excitation et le résonateur

L'évolution du coefficient de qualité extérieur en fonction du gap entre la ligne d'excitation et le résonateur, représentée sur la figure II.38, montre bien que le fait d'augmenter les hauteurs des cavités permet d'accroître les distances de couplage pour satisfaire à une même valeur de Q_e .

III.3.2.2 Etude du Q_e présenté par le résonateur linéique monomode demi-onde

La même étude que précédemment a été réalisée pour le résonateur linéique monomode demi-onde. Les hauteurs simulées des cavités supérieures et inférieures pour le BCB micro-usiné et le substrat de quartz suspendu restent identiques et égales respectivement à 425 microns et 760 microns.

Le résonateur linéique demi-onde est excité par une ligne microruban comme indiqué sur la figure II.39. En disposant ainsi la ligne d'excitation, le maximum de champ magnétique sur le résonateur est excité, le couplage ainsi réalisé est principalement inductif. D'autres types de couplages de résonateurs linéiques par proximité existent, mais celui-ci est majoritairement répandus dans la conception de filtres car ils permettent beaucoup plus de souplesse dans la réalisation.

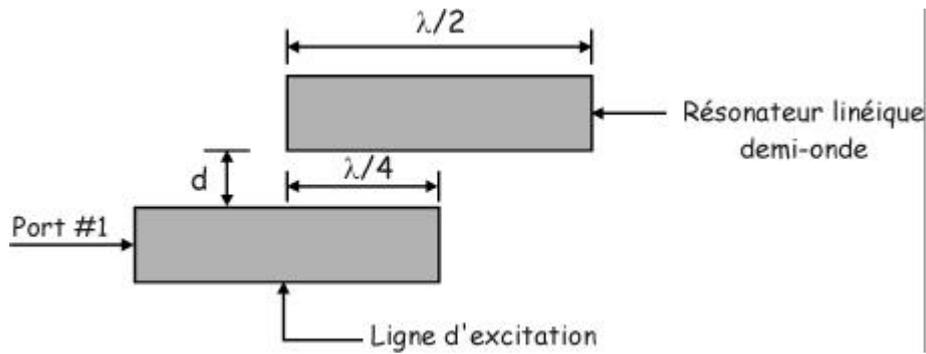


Figure II.39 : Système d'excitation d'un résonateur linéique demi-onde

Le coefficient de qualité extérieur est simulé sous Momentum, il est obtenu en faisant varier le gap "d" entre le résonateur linéique demi-onde et la ligne d'excitation (figure II.40).

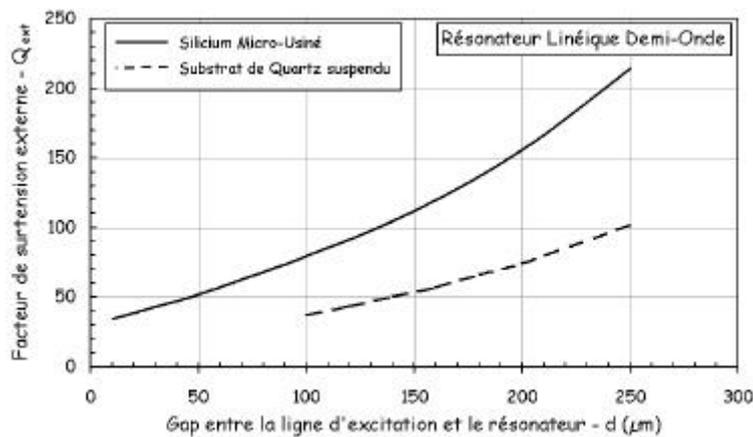


Figure II.40 : Variation du Q_e en fonction du gap d'entrée "d"

Avec les hauteurs de cavités imposées par la technologie du micro-usinage, la figure II.40 montre l'impossibilité d'obtenir le coefficient de qualité extérieur souhaité. Pour atteindre un Q_e de 43, donné par la synthèse de filtre, un gap de 30 microns entre la ligne d'accès et le résonateur serait nécessaire, ce que l'on ne peut pas réaliser aisément en pratique.

D'un autre côté, la structure sur substrat de quartz suspendu permet l'obtention de couplages beaucoup plus forts car le Q_e souhaité est atteint pour un gap d'entrée de 100 microns, ce qui technologiquement est réalisable.

III.3.2.3 Conclusion sur les coefficients de qualité extérieur

Dans cette partie, nous avons montré que la technologie du substrat de quartz suspendu permet d'atteindre facilement des coefficients de qualité extérieur très faibles. En effet, avec une épaisseur de 100 microns, cette structure présente des couplages très forts. De

plus, avec cette technologie, les deux topologies de résonateurs permettent d'atteindre la valeur de Q_e souhaitée.

La membrane de BCB micro-usinée, ne présente pas de couplages suffisamment forts pour atteindre le Q_e avec un résonateur linéique demi-onde. Seul le résonateur patch à fentes peut atteindre la valeur objectif de Q_e .

Dans la suite, nous allons étudier le comportement des coefficients de couplages inter-résonateurs présentés par les deux technologies de réalisation.

III.4 ETUDE DES COEFFICIENTS DE COUPLAGES INTER-RESONATEURS

Nous allons étudier les coefficients de couplages inter-résonateurs sur les deux technologies. Le résonateur retenu pour l'étude est le résonateur patch à fentes. Sur les deux technologies utilisées, on a montré précédemment que ce résonateur pouvait satisfaire au Q_e imposé par la synthèse du filtre à concevoir.

III.4.1. COMPORTEMENT DES COUPLAGES DE LA POLARISATION VERTICALE

Deux résonateurs patch à fentes couplés par proximités sont excités sur leur polarisation verticale en découplant très fortement les accès comme le montre la figure II.41. Les deux résonateurs se retrouvent dès lors quasiment en oscillations libres et l'on mesure ainsi les fréquences propres des modes de chaque résonateur.

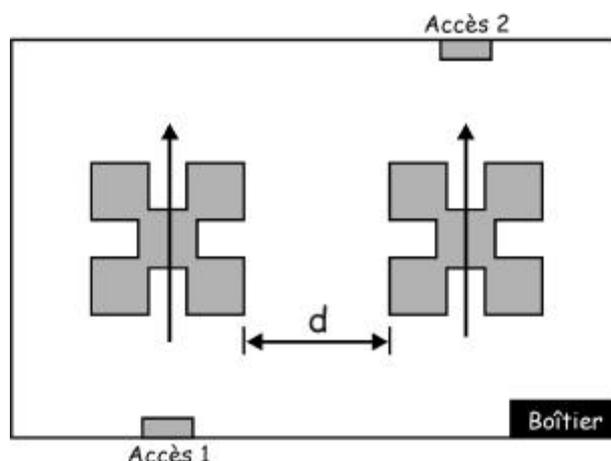


Figure II.41 : Excitation de la polarisation verticale de chaque résonateur

La simulation de cette structure sur le substrat de quartz puis de BCB, grâce au logiciel Momentum permet d'extraire le coefficient de couplage K en fonction de la distance inter-résonateurs montré sur la figure II.42.

Dans cette configuration, le couplage réalisé est principalement un couplage magnétique.

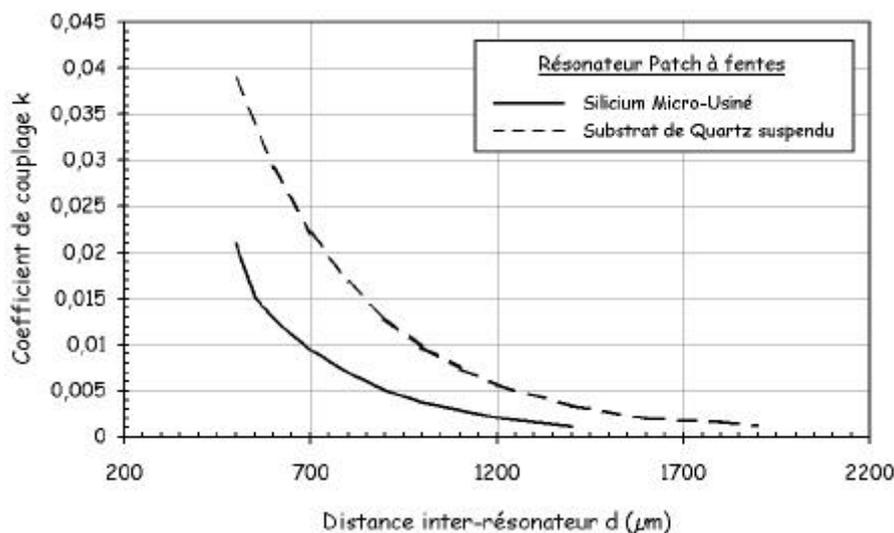


Figure II.42 : Coefficient de couplage en fonction de la distance inter-résonateurs

Le substrat de quartz, plus épais que la membrane de BCB offre des coefficients de couplages plus forts et cela pour une même distance inter-résonateurs comme le montre le tableau II-5.

Coefficient de couplage k	d (μm)	
	BCB	Quartz
0,02	500	750
0,001	1 400	1 900

Tableau II-5 : Distances réalisées pour certains coefficients de couplages

III.4.2. COMPORTEMENT DES COUPLAGES DE LA POLARISATION HORIZONTALE

Les résonateurs patches à fentes présentant deux polarisations, nous avons étudié les coefficients de couplages inter-résonateurs lorsque la polarisation horizontale est excitée (figure II.43).

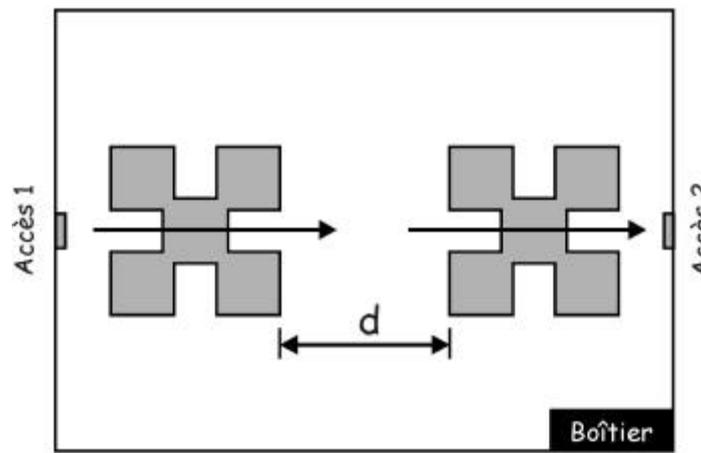


Figure II.43 : Excitation de la polarisation horizontale de chaque résonateur

Pour deux résonateurs patches à fentes suffisamment découplés, nous avons pu obtenir les variations des coefficients de couplages en fonction du gap inter-résonateurs comme décrit figure II.44.

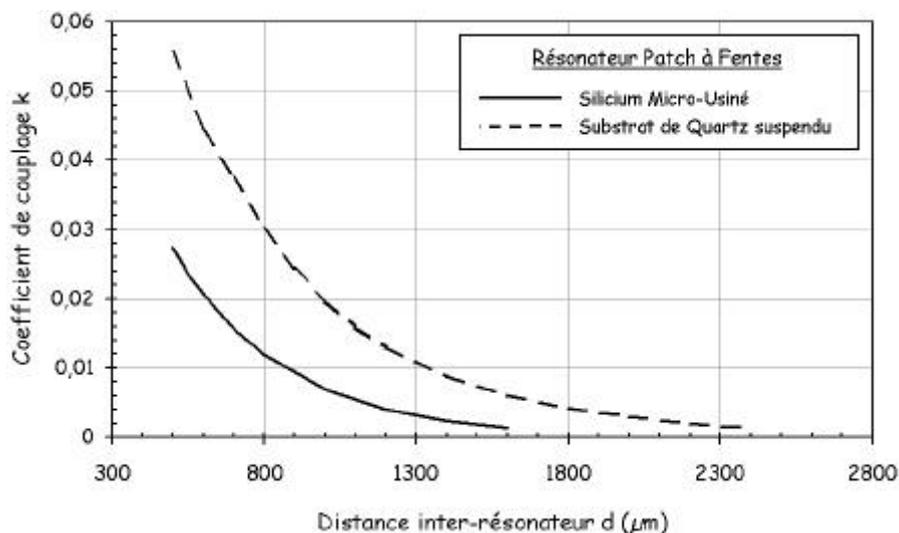


Figure II.44 : Coefficients de couplages en fonction de la distance inter-résonateurs

Le rôle que joue l'épaisseur des substrats a une incidence certaine sur les coefficients de couplages obtenus. Cette différence entre les valeurs des couplages obtenus peut être analysée en recensant les différents effets capacitifs liés à la structure.

III.4.3. ETUDE DES EFFETS CAPACITIFS DE LA STRUCTURE

Afin de déterminer l'influence des substrats sur les coefficients de couplages, nous allons extraire les différentes capacités mises en jeu sur les deux technologies. Pour cela, une simulation en deux dimensions par la méthode des éléments finis de deux lignes microrubans séparées par un gap de couplage sera effectuée (figure II.45). Dans cette étude le type de résonateurs utilisé importe peu.

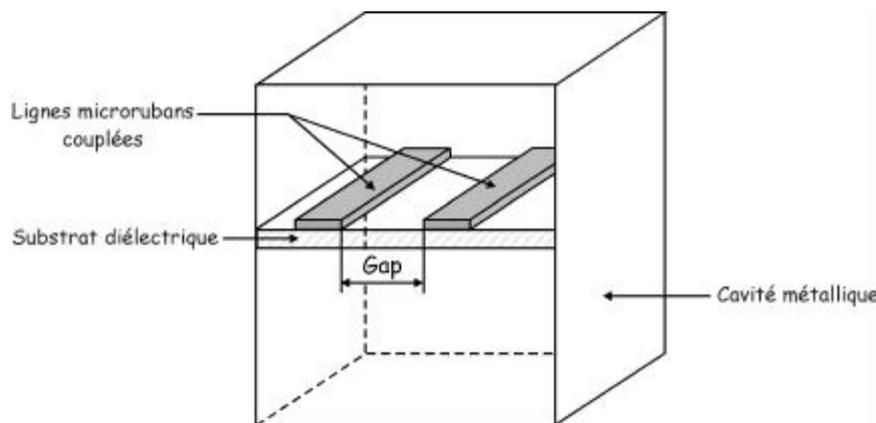


Figure II.45 : Structure représentant deux lignes microruban couplées

A partir de cette structure, nous allons déterminer, grâce à EMXD en 2D la capacité modélisant le couplage entre les deux lignes ainsi que le couplage entre la ligne et le plan de masse supérieur ou inférieur le plus proche (figure II.46).

En effet, d'après la théorie des lignes couplées [94], le coefficient de couplage entre deux lignes est fonction de la capacité existante entre les deux lignes, caractérisée par C_{gap} mais aussi de la capacité créée par la ligne et les différents plans de masse traduit ici par C_{cond} (figure II.46). L'équation reliant le coefficient de couplage aux différentes capacités de la structure est la suivante :

$$k = \frac{C_{\text{gap}}}{C_{\text{cond}} + C_{\text{gap}}}$$

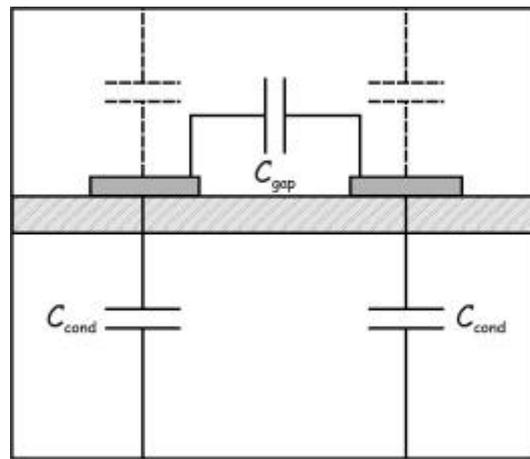


Figure II.46 : Représentation des différentes capacités mises en jeu dans la structure

Trois structures différentes ont été simulées afin d'en extraire les capacités de couplages. Deux structures sur la membrane de BCB dont les hauteurs de cavités ont été modifiées afin de quantifier l'effet de ces paramètres sur les capacités de couplages, ainsi qu'une structure sur substrat de quartz (tableau II-6).

	BCB		Quartz
Hauteurs de cavités (µm)	Structure B	Structure A	Structure C
Supérieure	600	425	425
Inférieure	1 000	760	760

Tableau II-6 : Définition des structures d'étude

La simulation de la structure A permet de montrer que la capacité entre le résonateur et le capot supérieur est beaucoup plus forte que la capacité inter-résonateurs (figure II.47).

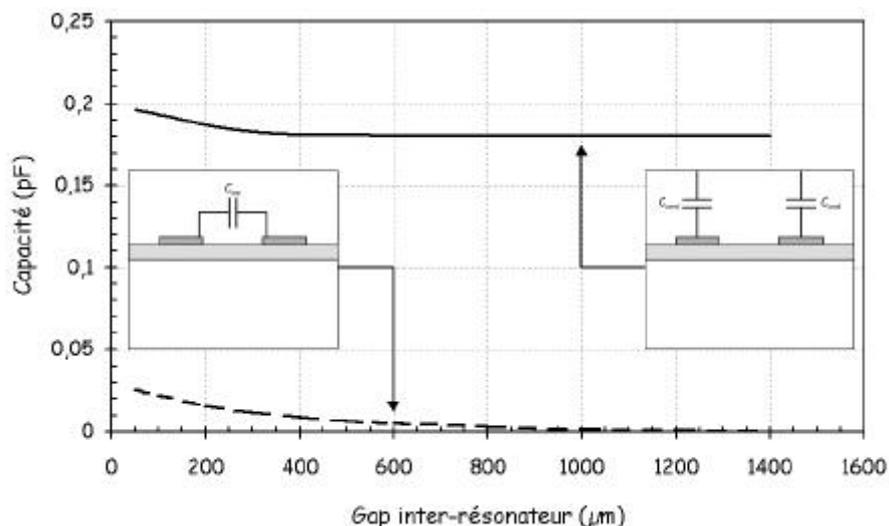


Figure II.47 : Valeurs des capacités suivant le gap inter-résonateurs

La forte capacité existante entre le conducteur métallique et le capot supérieur signifie que toutes les lignes de champs se rebouclent sur le plan de masse supérieur car il est le plus près du conducteur comme on peut le voir sur la figure II.27.a.

Ensuite, nous avons étudié la capacité existante entre le conducteur et le capot supérieur sur les structures A et C (figure II.48). Les hauteurs des capots supérieurs et inférieurs sont identiques et seule la nature du substrat change.

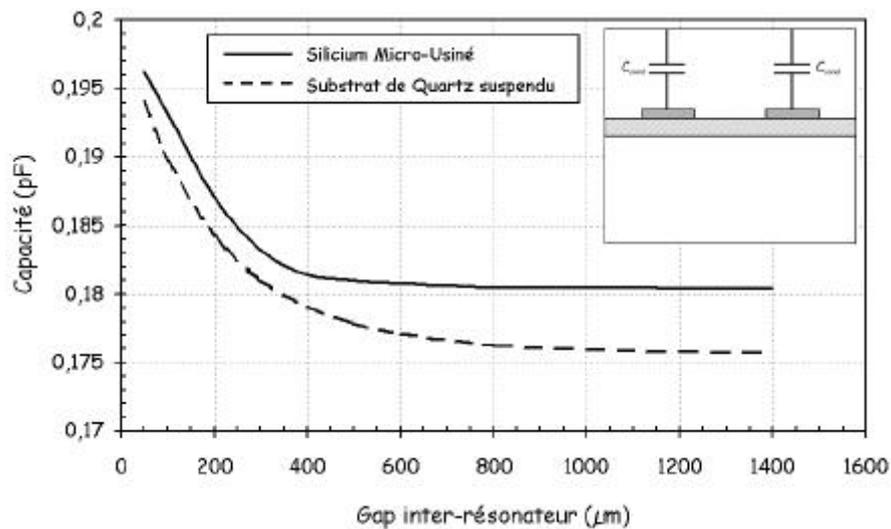


Figure II.48 : Capacités entre un conducteur et le capot supérieur sur BCB et quartz

Les résultats montrent que les lignes de champs des lignes micro-usinées se rebouclent plus fortement sur le capot supérieur que la structure sur quartz.

La simulation de la capacité présente entre les deux résonateurs sur substrat de quartz et sur membrane de BCB, pour les structures A et C, en fonction du gap inter-résonateurs est montrée sur la figure II.49.

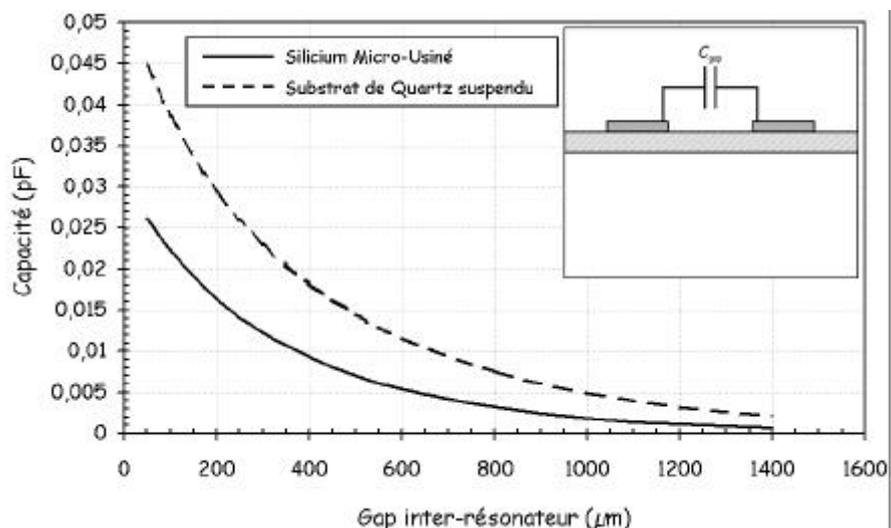


Figure II.49 : Variation de la capacité inter-résonateurs en fonction du gap

La capacité présente entre les deux lignes est plus forte sur le substrat de quartz que sur le substrat de BCB. Le substrat de quartz ayant une épaisseur de 100 microns, les lignes de champs électriques sont plus importantes dans le substrat de quartz que dans la membrane de BCB épaisse de 10 microns. C'est pourquoi, la capacité de couplage est plus forte sur la technologie du substrat de quartz suspendu.

Le prolongement de cette étude est d'observer et d'expliquer le comportement des coefficients et des capacités de couplages selon les hauteurs des capots supérieurs et inférieurs.

III.5 ETUDE DES COEFFICIENTS DE COUPLAGES INTER-RESONATEURS SUIVANT LA HAUTEUR DES CAPOTS

III.5.1. EFFET DES HAUTEURS DE CAPOTS SUR LES POLARISATIONS HORIZONTALES ET VERTICALES

L'étude sera menée sur la structure micro-usinée pour laquelle différentes hauteurs de capots supérieurs et inférieurs sont adoptées. En effet, les coefficients de couplages subissent les mêmes variations sur BCB que sur Quartz, c'est pourquoi, nous nous intéresserons uniquement à la membrane de BCB.

Les coefficients de couplages seront simulés à partir des résonateurs patchs à fentes déposés sur une membrane de BCB d'épaisseur 10 microns et dont la permittivité relative est 2,7. Deux cas seront étudiés (tableau II-7).

Hauteurs	Capot supérieur (μm)	Capot inférieur (μm)
cas n°1	425	760
cas n°2	600	1 000

Tableau II-7 : Hauteurs de capots simulés

Les coefficients de couplages inter-résonateurs sont plus forts pour des hauteurs de capots supérieur et inférieur élevées. Cela sur les deux polarisations des résonateurs patch à fentes comme le montre les figures II.50 et II.51.

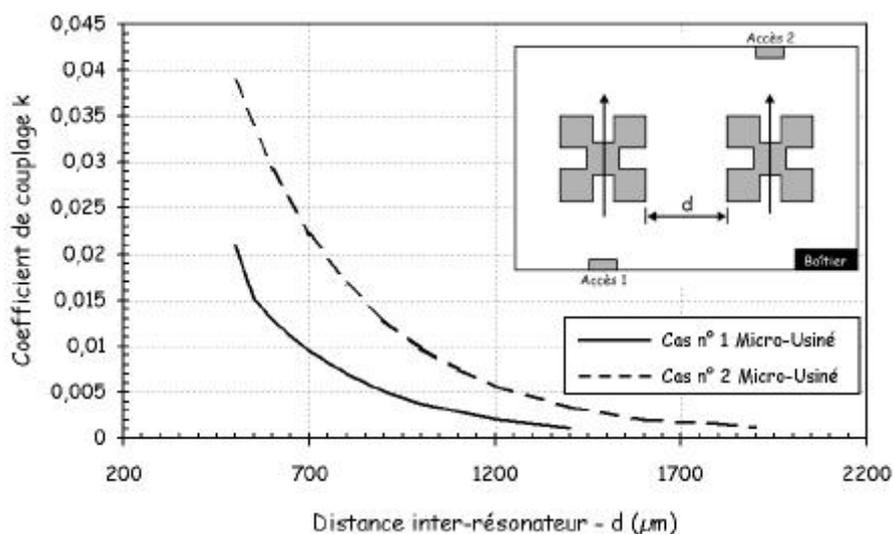


Figure II.50 : Evolution des coefficients de couplages suivant les hauteurs des capots sur la polarisation verticale

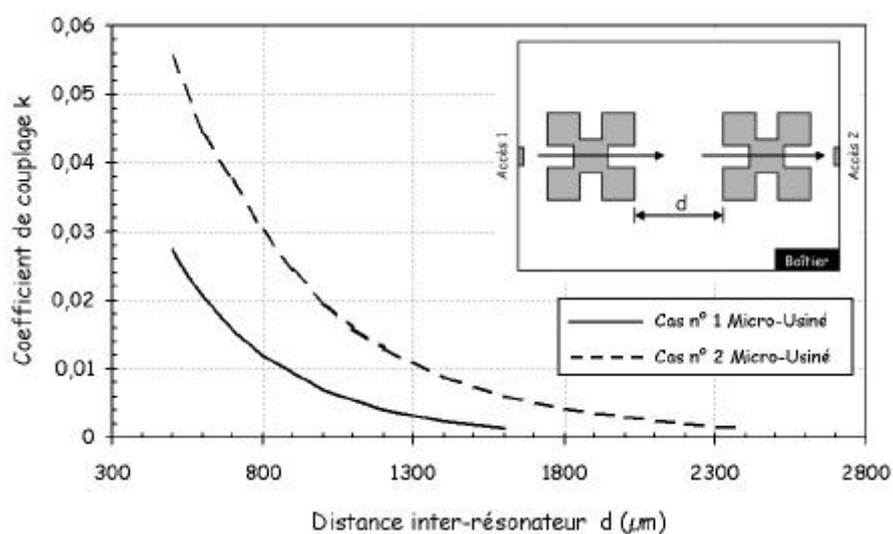


Figure II.51 : Evolution des couplages suivant les hauteurs des capots sur la polarisation horizontale

Les figures II.53 et II.54 montrent que les coefficients de couplages présentés par la polarisation horizontale sont beaucoup plus sensibles que ceux de la polarisation verticale lorsque les hauteurs de capots augmentent.

Les tableaux II-8 et II-9 montrent ses écarts :

		Distance inter-résonateur (μm)	
		cas n°1	cas n°2
Couplage	Substrat		
	$k = 0,02$	620	1 400
	$k = 0,01$	850	1 960

Tableau II-8 : Distances inter-résonateurs à réaliser selon le couplage sur la polarisation horizontale

		Distance inter-résonateur (μm)	
		cas n°1	cas n°2
Couplage	Substrat		
	$k = 0,02$	500	540
	$k = 0,01$	680	770

Tableau II-9 : Distances inter-résonateurs à réaliser selon le couplage sur la polarisation verticale

Le fait d'augmenter les hauteurs de capots supérieur et inférieur a pour rôle d'accroître fortement les coefficients de couplages inter-résonateurs des deux polarisations, mais aussi comme on l'a vu dans la partie précédente, d'augmenter le facteur de qualité à vide des résonateurs patches à fentes.

III.5.2. ETUDE DES EFFETS CAPACITIFS ENTRE LES CAPOTS ET LES RESONATEURS

Afin d'expliquer les variations importantes des coefficients de couplages selon les hauteurs des capots supérieurs et inférieurs, nous allons étudier les effets capacitifs induits par la distance séparant le capot supérieur d'un résonateur linéique.

Comme pour l'étude précédente, les différentes capacités seront déterminées sur une structure à deux lignes couplées (figure II.52).

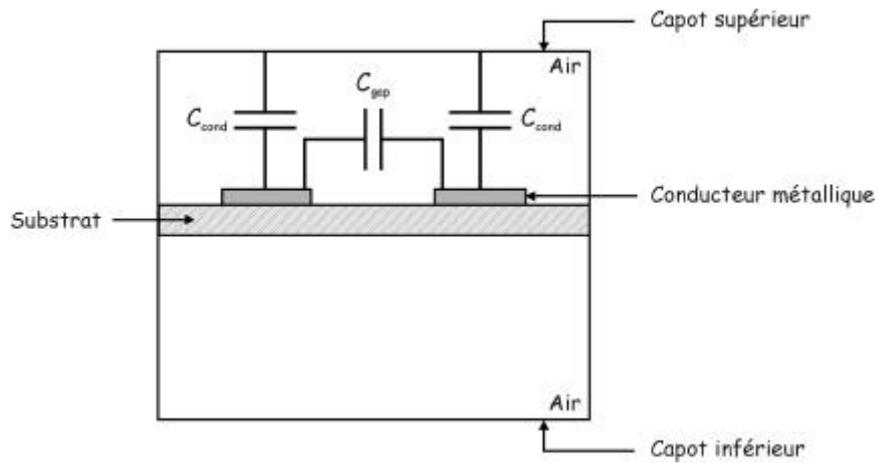


Figure II.52 : Coupe de la structure d'étude

Les différentes hauteurs de capots simulées sont regroupées dans le tableau II-10.

	Hauteur du capot supérieur	Hauteur du capot inférieur
Structure 1	245 μm	760 μm
Structure 2	600 μm	1 000 μm

Tableau II-10 : Définition des différentes structures d'étude

La simulation des deux structures en fonction des gap inter-résonateurs (figure II.53) montre une augmentation des capacités de couplages inter-résonateurs lorsqu'on accroît les hauteurs des capots (tableau II-11).

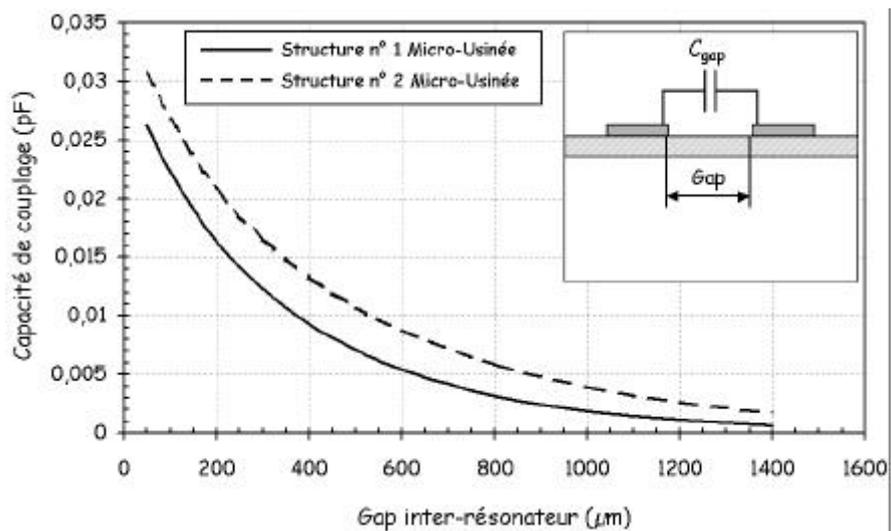


Figure II.53 : Capacités inter-résonateurs suivant les hauteurs des capots

Gap (μm)	Capacité (pF)	
	Structure 1	Structure 2
400	0,009	0,013
600	0,006	0,009

Tableau II-11 : Capacités inter-résonateurs selon les gaps et les hauteurs des capots

Les variations de la capacité inter-résonateurs restent cependant faibles devant les variations de la capacité comprise entre le résonateur et le capot supérieur (figure II.54).

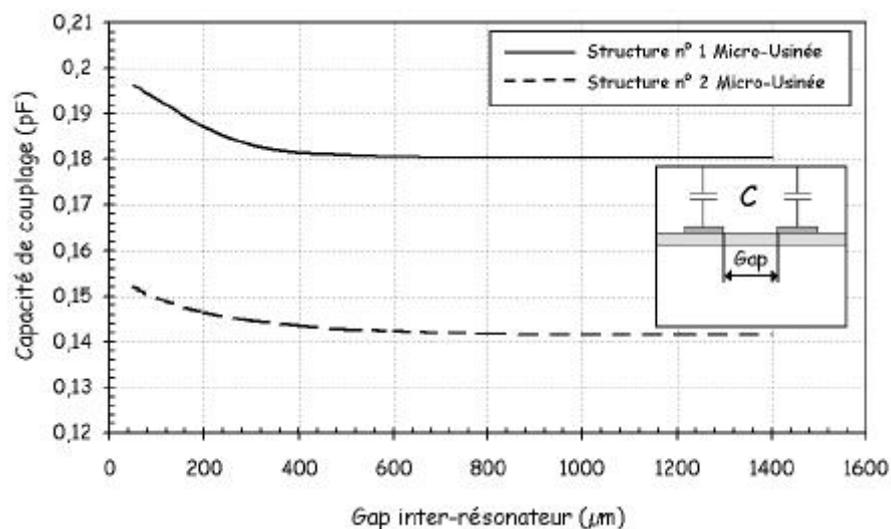


Figure II.54 : Evolution de la capacité entre le capot et le résonateur pour différentes hauteurs de capots

Les résultats montrent une diminution importante de la capacité de couplage entre le capot supérieur et le résonateur lorsqu'on augmente la hauteur des capots.

En fait, les lignes de champs se rebouclent beaucoup moins sur le capot supérieur, ce qui favorise le couplage des lignes de champs des deux résonateurs. C'est pourquoi, à gap inter-résonateurs constant, on obtient les valeurs de capacités du tableau II-12.

Gap (μm)	Capacité (pF)	
	Structure 1	Structure 2
800	0,18	0,142

Tableau II-12 : Capacités entre résonateur et capot supérieur selon différentes structures

III.6 CONCLUSION SUR LES COEFFICIENTS DE COUPLAGES INTER-RESONATEURS

L'étude que l'on vient de mener sur les coefficients de couplages inter-résonateurs a montré que la technologie du substrat de quartz suspendu offre des couplages plus élevés que la technologie du micro-usinage.

Le fait d'accroître les hauteurs de capots sur les deux technologies favorisent des couplages inter-résonateurs plus forts. En fait, les lignes de champs des résonateurs se rebouclent plus facilement avec les lignes de champs du résonateur voisin, lorsque les plans de masses s'éloignent.

IV. TECHNOLOGIE RETENUE EN BANDE KA

Quelle que soit la technologie de conception, les résonateurs ont montré des valeurs de facteurs de qualité à vide quasi-identiques pour des hauteurs de capots adaptées aux deux technologies.

Nous avons pu remarquer que les coefficients de couplages inter-résonateurs présentés par les résonateurs patches à fentes sur substrat de quartz suspendu sont bien plus forts que pour le même résonateur micro-usiné. Ceci impose des distances inter-résonateurs bien plus grandes pour la technologie du substrat de quartz suspendu. Par conséquent, il y aurait un intérêt à développer des structures micro-usinées permettant des distances inter-résonateurs plus faibles afin de concevoir des filtres plus compacts.

A l'heure actuelle, les filtres embarqués pour des applications radiométriques sont réalisés en technologie sur substrat suspendu dans une cavité métallique parallélépipédique. Sachant globalement comment se comporte les divers paramètres inhérents à la conception des filtres (facteur de qualité à vide et coefficients de couplages) sur les deux technologies d'études, nous allons tout de même développer le filtre en bande Ka sur ces deux technologies.

Les divers aspects technologiques tels que le coût, les délais de fabrication, ainsi que les performances électriques montrés par ces deux technologies pourront être analysés. Le but sera dès lors d'extraire la technologie la plus adaptée à la réalisation de filtres radiométriques embarqués.

V. ETUDE DES FACTEURS DE QUALITE EN BANDE W

La même étude sur les facteurs de qualité en bande W qu'en bande Ka a été menée sur les deux technologies de conception envisagées.

V.1 FACTEURS DE QUALITE A VIDE D'UN RESONATEUR DEMI-ONDE SUIVANT SA LARGEUR

La simulation 3D des facteurs de qualité à vide du résonateur linéique demi-onde a été réalisée sous EMXD. Les paramètres dimensionnels et physiques du substrat correspondant aux deux technologies sont les mêmes qu'en bande Ka. En effet, la membrane de BCB micro-usinée possède une épaisseur de 10 microns dont la permittivité diélectrique est de 2,7 avec une tangente des pertes de 10^{-4} .

Le substrat de quartz suspendu, d'épaisseur 100 microns est caractérisé par une constante diélectrique de 3,78 avec une tangente de pertes de 10^{-4} .

Les hauteurs des cavités supérieures et inférieures sont prises respectivement égales à 425 microns et 760 microns. Seule la largeur du résonateur linéique demi-onde varie. Pour chaque largeur de résonateur on réajustera la longueur du résonateur afin de calculer les facteurs de qualité à vide à la fréquence centrale de 89 GHz (figure II.56).

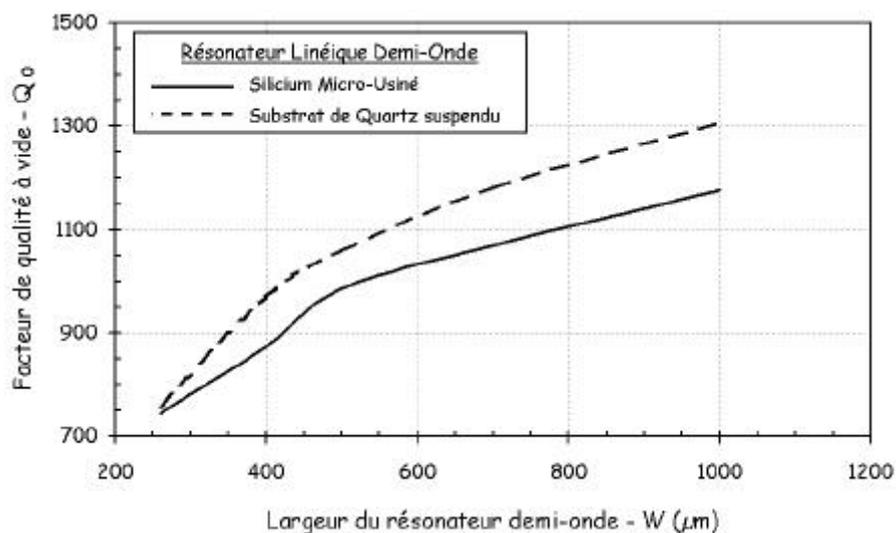


Figure II.55 : Variation du Q_0 du résonateur demi-onde suivant sa largeur

De la même façon qu'en bande Ka, à 89 GHz le facteur de qualité à vide augmente en fonction de la largeur du résonateur. En effet, lorsqu'on augmente la section transverse du résonateur, les pertes métalliques diminuent (figure II.56.a). D'ailleurs, pour les deux technologies, on remarque d'après la figure II.56.a que les pertes métalliques dues au boîtier augmentent suivant la largeur de la ligne.

Les pertes dues au circuit, quant à elles, diminuent en fonction de la largeur de la ligne.

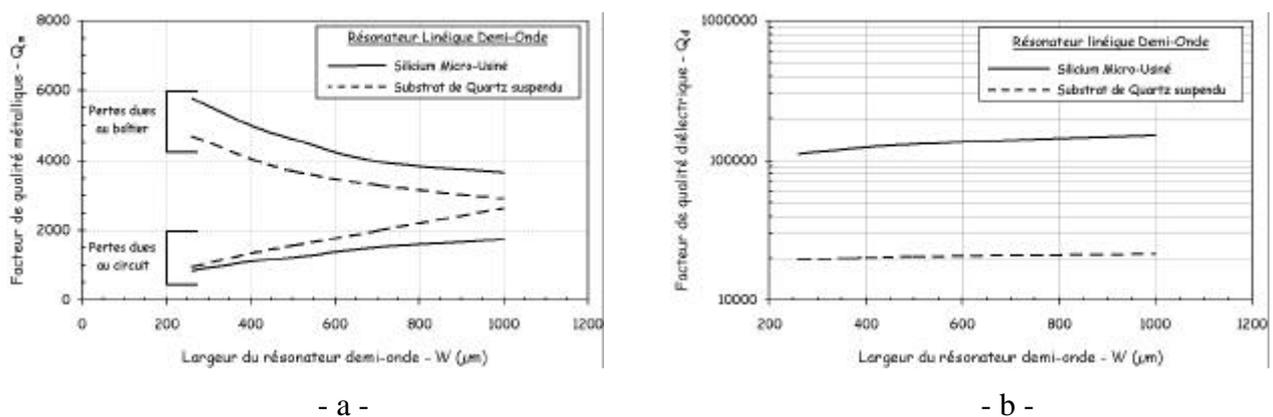


Figure II.56 : Description des pertes métalliques et diélectriques des structures étudiées

La figure II.56.b montre que les pertes diélectriques sont négligeables par rapport aux pertes métalliques. L'épaisseur de 100 microns du substrat suspendu de quartz impose des pertes diélectriques beaucoup plus fortes que la structure micro-usinée dont la membrane de BCB a pour épaisseur 10 microns (tableau II-13).

Largeur du résonateur W (μm)	Q_d		Q_m	
	BCB micro-usiné	Quartz suspendu	BCB micro-usiné	Quartz suspendu
300	112 500	20 000	800	850
100	152 240	21 500	1 190	1 400

Tableau II-13 : Pertes diélectriques et métalliques suivant la largeur du résonateur

Les facteurs de qualité à vide montrés par le résonateur linéique demi-onde sur le substrat de quartz suspendu sont supérieurs à ceux micro-usinés. En effet, les pertes métalliques des résonateurs micro-usinés sont plus importantes que celles présentées par les résonateurs suspendus.

V.2 COMPARAISON BANDE KA – BANDE W

A partir de l'étude précédente et de celle menée à 36,5 GHz, nous allons comparer l'évolution des différents types de pertes des structures suspendues et micro-usinées suivant la fréquence d'application.

Cette comparaison sera réalisée pour le résonateur demi-onde de largeur 1 000 microns appliqués aux deux technologies d'étude. Les hauteurs des cavités supérieures et inférieures sont égales respectivement à 425 microns et 760 microns aux deux fréquences d'étude.

Les résultats de cette étude sont regroupés dans le tableau II-14 :

	Facteur de qualité diélectrique Q_d		Facteur de qualité métallique du circuit		Facteur de qualité métallique dû au boîtier	
	Substrat suspendu	Micro-usinage	Substrat suspendu	Micro-usinage	Substrat suspendu	Micro-usinage
Bande Ka	37 350	253 458	892	944	3 047	2 900
Bande W	21 500	152 240	2 650	1 741	2 920	3 662

Tableau II-14 : comparaison des facteurs de qualité entre la bande Ka et la bande W

Les résultats recensés dans le tableau II-14 montrent que pour les deux technologies, lorsqu'on monte en fréquence, les pertes diélectriques augmentent mais restent négligeables face aux pertes métalliques.

D'un autre côté, lorsque la fréquence passe de 36,5 GHz à 89 GHz, les pertes métalliques diminuent très nettement, suivant une évolution en \sqrt{f} . Il est à noter que ce sont surtout les pertes métalliques liées à la métallisation du circuit qui chutent de manière importante lorsque la fréquence augmente.

V.3 ETUDE DES FACTEURS DE QUALITES DES DEUX RESONATEURS SUIVANT LA HAUTEUR DES CAPOTS

Dans cette partie, nous nous sommes uniquement intéressé à la technologie du micro-usinage. La largeur du résonateur linéique demi-onde est prise constante et égale à 500 microns.

La figure II.57.a représente les variations du facteur de qualité à vide du résonateur demi-onde et du patch micro-usiné lorsque la hauteur du capot supérieur varie de 100 μm à 1 000 μm , et pour une hauteur de cavité inférieure constante et égale à 760 μm . Les variations du facteur de surtension à vide des deux résonateurs micro-usinés, pour une hauteur de capot supérieure constante de 425 μm , et pour une hauteur de capot inférieure variant de 100 μm à 1 000 μm sont représentées figure II.58.b.

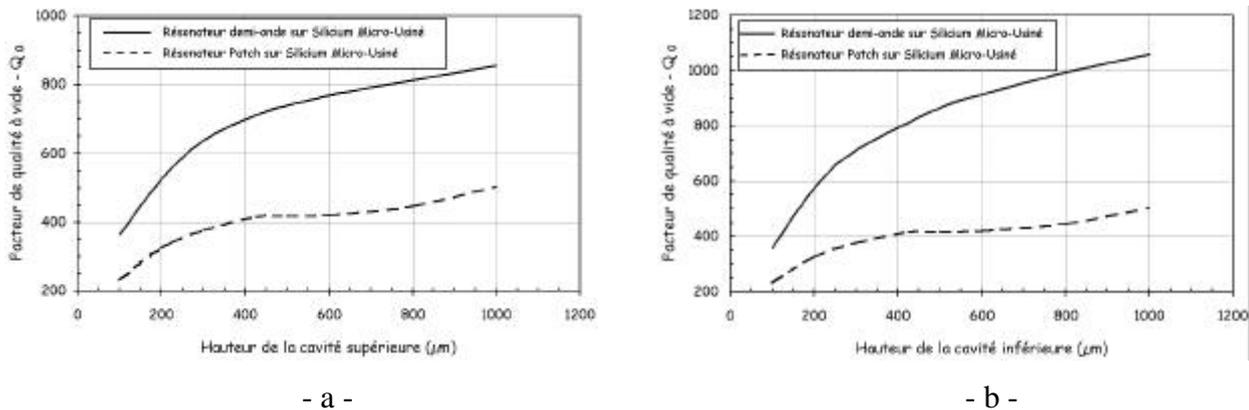


Figure II.57 : Evolution des Q_0 des deux résonateurs suivant les hauteurs des cavités

On remarque que le résonateur demi-onde possède un facteur de qualité à vide bien supérieur à celui du patch à fentes. De plus, le phénomène reste identique qu'en bande Ka, c'est-à-dire que lorsque les hauteurs des cavités supérieures et inférieures augmentent, les valeurs des facteurs de qualité à vide des deux types de résonateurs augmentent (tableau II-15).

Hauteurs des cavités (μm)		Facteurs de qualité à vide Q_0	
Inférieure	Supérieure	Résonateurs demi-onde	Patch à fente
200	425	574	384
800	425	994	570

Tableau II-15 : valeur de Q_0 des deux résonateurs en fonction des hauteurs de capots

A la fréquence de 89 GHz, lorsque les hauteurs des cavités augmentent, le paramètre limitant le facteur de qualité à vide des résonateurs sont les pertes métalliques dues à la métallisation du circuit, bien supérieures aux pertes métalliques liées au boîtier. On peut le constater sur la figure II.58, en représentant l'évolution des pertes métalliques en fonction de la hauteur de la cavité supérieure pour les deux types de résonateurs micro-usinés (la hauteur de la cavité inférieure est constante et égale à 760 μm).

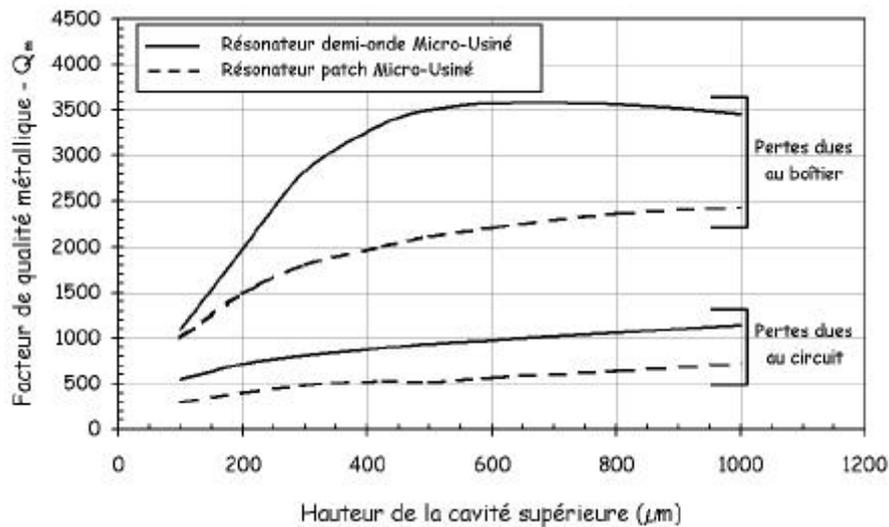


Figure II.58 : Evolution des pertes métalliques suivant la hauteur de la cavité supérieure

V.4 COMPARAISON DES FACTEURS DE QUALITE DES RESONATEURS SUR LES DEUX TECHNOLOGIES

Les résultats trouvés en bande Ka restent valable en bande W. En effet, les résonateurs sur le substrat de quartz suspendu offrent des facteurs de qualité à vide plus important que ceux des résonateurs sur la membrane de BCB micro-usinée (figure II.59 et tableau II-16).

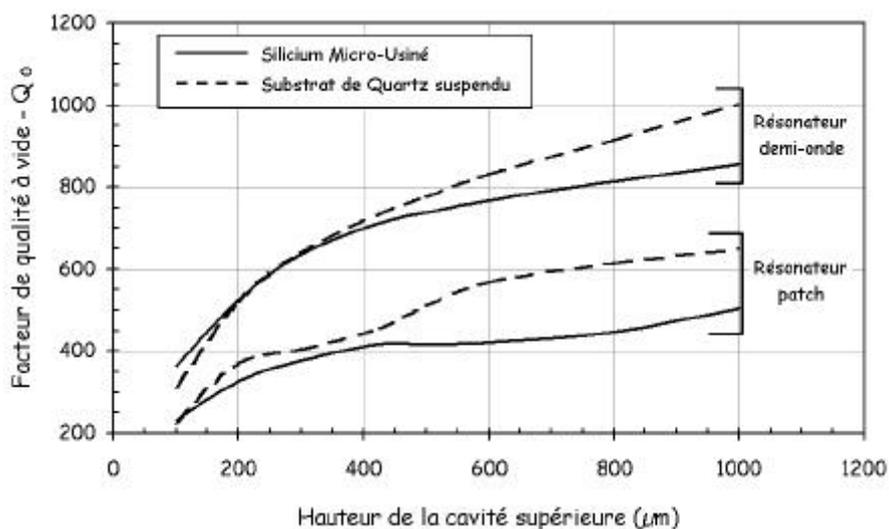


Figure II.59 : Variation des Q_0 des deux résonateurs sur les deux technologies suivant la hauteur de la cavité supérieure

Hauteurs des cavités (μm)		Facture de qualité à vide Q_0			
		BCB micro-usiné		Substrat suspendu	
Inférieure	Supérieure	Résonateur demi-onde	Patch à fente	Résonateur demi-onde	Patch à fentes
300	200	526	346	520	336
300	1 000	856	505	1 000	650

Tableau II-16 : Q_0 des deux résonateurs sur deux technologies différentes suivant la hauteur du capot supérieur

Pour les deux technologies d'étude, une évaluation des différentes pertes métalliques suivant la hauteur de la cavité supérieure a été menée (figure II.60). Cette étude porte uniquement sur un résonateur linéique demi-onde dont la largeur est de 500 microns.

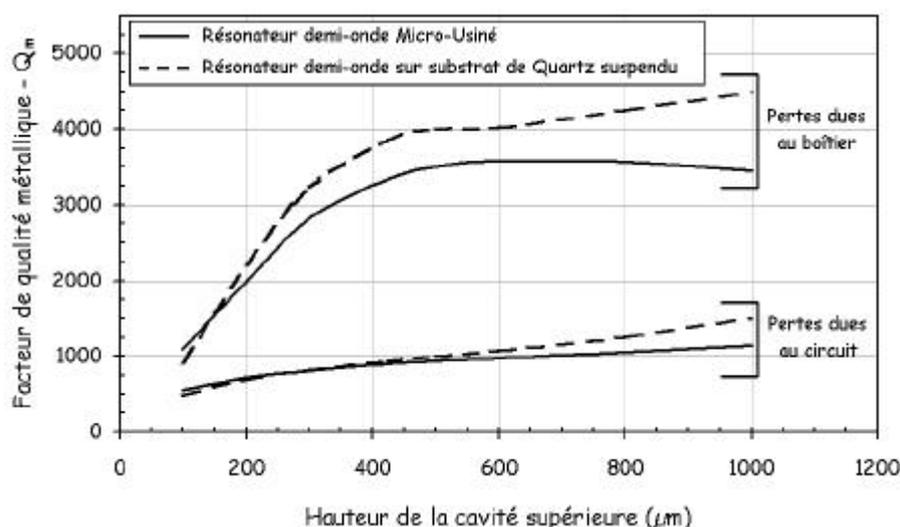


Figure II.60 : Evolution des différents facteurs de qualité métallique suivant la hauteur de la cavité supérieure

Les pertes métalliques dues à la métallisation du circuit prédominent sur les pertes métalliques du boîtier. En fait, ce sont elles qui, sur les deux technologies, limitent les performances électriques des résonateurs.

Les différentes études menées sur les facteurs de qualité à vide ont permis de décrire leur évolution en fonction des différents paramètres géométriques (largeur du résonateur demi-onde, hauteur des capots,...) des structures.

Cependant, certains paramètres comme la forme du résonateur, les hauteurs de cavités ainsi que la technologie à adopter devront être fixés pour réaliser les filtres demandés.

VI. DETERMINATION DE LA TECHNOLOGIE RETENUE EN BANDE W

La technologie du substrat de quartz suspendu

Développer cette technologie consiste tout d'abord à élaborer des plans afin de réaliser la partie mécanique de la structure, c'est-à-dire du boîtier.

Ensuite, il est très difficile en bande W d'usiner avec précision les différentes pièces constituant le boîtier et à moindre coût. L'usinage puis l'assemblage à 89 GHz du circuit dans le boîtier devient dès lors très délicat. De plus, ce sont des opérations faisant intervenir plusieurs intermédiaires, ce qui allonge les délais de livraisons des filtres et augmentent leur coût.

En outre, les connecteurs W, spécifiques à cette gamme de fréquence, sont très chers (14 000 Frs le connecteur).

La technologie du micro-usinage

Le micro-usinage est une technique de conception reposant uniquement sur le dépôt d'une membrane sur un wafer que l'on vient attaquer chimiquement pour graver une cavité sous le circuit.

C'est une méthode de conception qui permet de réaliser à "faible coût" des circuits de manière très rapide (1 semaine) et reproductible. C'est pourquoi nous nous sommes tournés tout naturellement vers le micro-usinage pour réaliser nos filtres en bande W.

VII. TOPOLOGIE DE RESONATEUR RETENUE EN BANDE W

A 89 GHz, des expérimentations en laboratoire ont montré que le capot supérieur ne pouvait être gravé que sur 250 microns de haut. Au-delà, l'attaque chimique n'est plus homogène sur la tranche de Silicium, ce qui crée des différences de hauteurs sur la surface gravée. La hauteur de la cavité inférieure sera quant à elle de 850 μm .

Si l'on se réfère aux contraintes de filtrage décrites dans le chapitre I, la réjection hors bande à satisfaire est de 1,925 GHz.

L'évolution de la réjection hors bande en fonction du facteur de qualité à vide montrée sur la figure II.61, impose un facteur de qualité à vide de l'ordre de 480 afin de satisfaire au gabarit de filtrage.

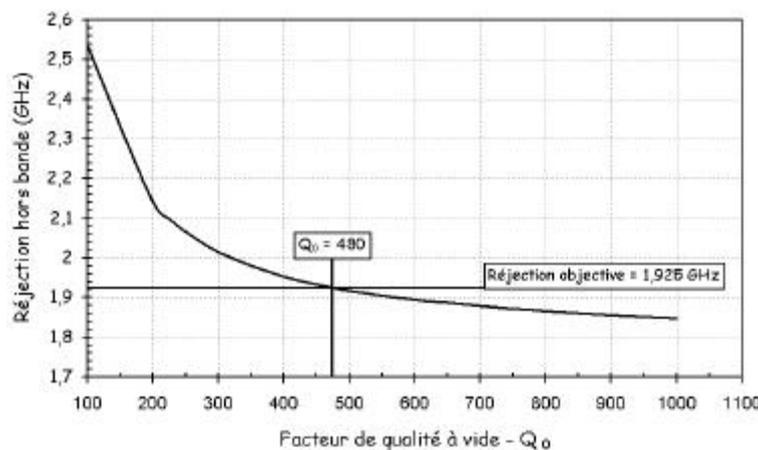


Figure II.61 : Evolution de la réjection hors bande en fonction du Q_0

En s'aidant des abaques et des résultats de Q_0 obtenus pour les deux types de résonateurs, le résonateur patch à fentes ne peut satisfaire au facteur de qualité à vide objectif. Seul le résonateur linéique demi-onde est en mesure d'atteindre un Q_0 de 480 avec une largeur de 800 μm et une longueur de 1 321 microns.

Pour concevoir le filtre elliptique passe bande, le résonateur linéique demi-onde sera donc retenu.

VIII. CONCLUSION

L'objectif de ce chapitre était d'étudier le comportement des différents paramètres caractéristiques des filtres microondes en fonction de différentes topologies de résonateurs planaires, ainsi que des paramètres physiques et géométriques des deux technologies de réalisation. Cette étude a été réalisée aux fréquences de 36,5 GHz et 89 GHz.

Dans un premier temps, nous avons présenté la théorie liée au facteur de qualité à vide qui conditionne les performances électriques d'un filtre microonde. L'étude de ce paramètre a été effectuée par la méthode des éléments finis sur un résonateur linéique demi-onde et sur une topologie originale de résonateur patch. Ces résonateurs sont adaptés aux deux technologies de réalisation retenues dans le chapitre I ; le substrat de quartz suspendu et le substrat de Silicium micro-usiné.

Cette étude a permis de montrer qu'un résonateur planaire présente un facteur de qualité à vide quasi-semblable quelle que soit la technologie de réalisation. Par contre, sur les deux technologies, le résonateur linéique demi-onde offre un facteur de qualité à vide plus fort que le résonateur patch. Ceci se justifie car les résonateurs patches à fentes présentent des sections transverses faibles devant celles des lignes, ce qui augmente la densité de courant et donc les pertes ohmiques. La suite de l'étude a mis en évidence la dépendance du facteur de qualité à vide avec les hauteurs de cavités. Ainsi, les performances électriques d'un résonateur peuvent être nettement améliorées en augmentant les hauteurs des cavités. Seul l'apparition des modes de boîtier limitera les hauteurs des cavités à adopter.

Ensuite, une étude des couplages (inter-résonateurs et entrée / sortie) a été menée sur les deux topologies de résonateurs planaires adaptés aux deux technologies de réalisations. Il est apparu que la technologie du substrat de quartz suspendu offre des couplages plus élevés que la technologie du micro-usinage. De plus, nous avons montré que le fait d'accroître les hauteurs des capots sur les deux technologies permettent d'augmenter les couplages inter-résonateurs et donc conduisent à des distances inter-résonateurs plus grandes. Cette caractéristique est intéressante car elle autorise plus de souplesse au niveau technologique dans la réalisation des filtres. Cependant, lors de la conception des filtres, un compromis entre performances du résonateur et distances de couplages devra être trouvé afin que des modes de boîtier n'apparaissent pas dans la bande fréquentielle d'étude.

CHAPITRE III

*Synthèse, analyse et réalisation de filtres sur
substrats suspendu et micro-usiné*

I. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présentons la conception, la réalisation et le test des filtres sur substrat de quartz suspendu en bande K et Ka ainsi que des filtres sur substrat de silicium micro-usiné en bande Ka et W.

Ces filtres permettent de sélectionner certaines fenêtres fréquentielles allouées aux applications radiométriques spatiales.

L'objectif de cette étude est d'apporter une solution alternative à l'emploi conventionnel des filtres en guides d'ondes dans les radiomètres embarqués dans les charges utiles.

Nous décrirons, dans une première partie, les différentes étapes nécessaires à la conception d'un filtre. Puis, nous appliquerons cette démarche à la réalisation de différents filtres sur substrat de quartz suspendu en bande K et Ka, ainsi qu'aux filtres sur substrat de Silicium micro-usiné en bande Ka et W.

Le test de ces différents filtres a permis de mettre en évidence les points positifs et négatifs de chaque technologie de conception et de proposer des voies à adopter dans le but d'améliorer les performances des filtres réalisés.

Le but de cette étude n'a pas été de déterminer les hauteurs des cavités à adopter pour la conception des filtres en bande Ka et W, mais seulement de mettre en évidence l'influence des paramètres physiques et géométriques des technologies de réalisation sur les grandeurs caractéristiques des filtres.

II. PRESENTATION DES TECHNOLOGIES DE REALISATION

Dans cette partie, nous allons décrire les procédés de réalisation des circuits planaires sur substrat suspendu et micro-usinés.

II.1 CIRCUITS PLANAIRES SUR SUBSTRAT SUSPENDU

II.1.1. FABRICATION DU CIRCUIT

La réalisation du circuit sur le substrat de quartz (silice fondue) fait partie d'un procédé de fabrication industriel mettant en jeu plusieurs sous traitants.

Tout d'abord, la société SAGEM a fabriqué les plaques de substrat puis les a découpé avec une scie diamant pour que le substrat diélectrique présente une épaisseur de 100 μm . Après le substrat est poli afin d'améliorer son état de surface.

Ensuite, la société WEEP ELEC a réalisé la dorure du substrat sur ces deux faces. Un dépôt initial de 0,1 μm d'or est effectué, puis par une recharge électrolytique, la métallisation atteint une épaisseur finale de 3 μm .

Le circuit est insolé sur la métallisation à partir d'un procédé de photo-masquage puis gravé par une attaque chimique. La découpe des circuits ainsi réalisés est effectuée par la société MICRONIQUE, puis envoyé à la société ASTRIUM-Vélizy qui assemble le circuit dans le boîtier métallique.

II.1.2. LE BOITIER DE TEST

Le substrat de quartz sur lequel repose le circuit est collé sur les rebords usinés dans le boîtier en laiton comme représenté figure III.1.1 et III.1.2.

La mise en boîtier des circuits que nous allons concevoir demande beaucoup de minutie. Donc, pour rendre l'assemblage plus facile, le boîtier est décomposé en plusieurs éléments (figure III.1.3).

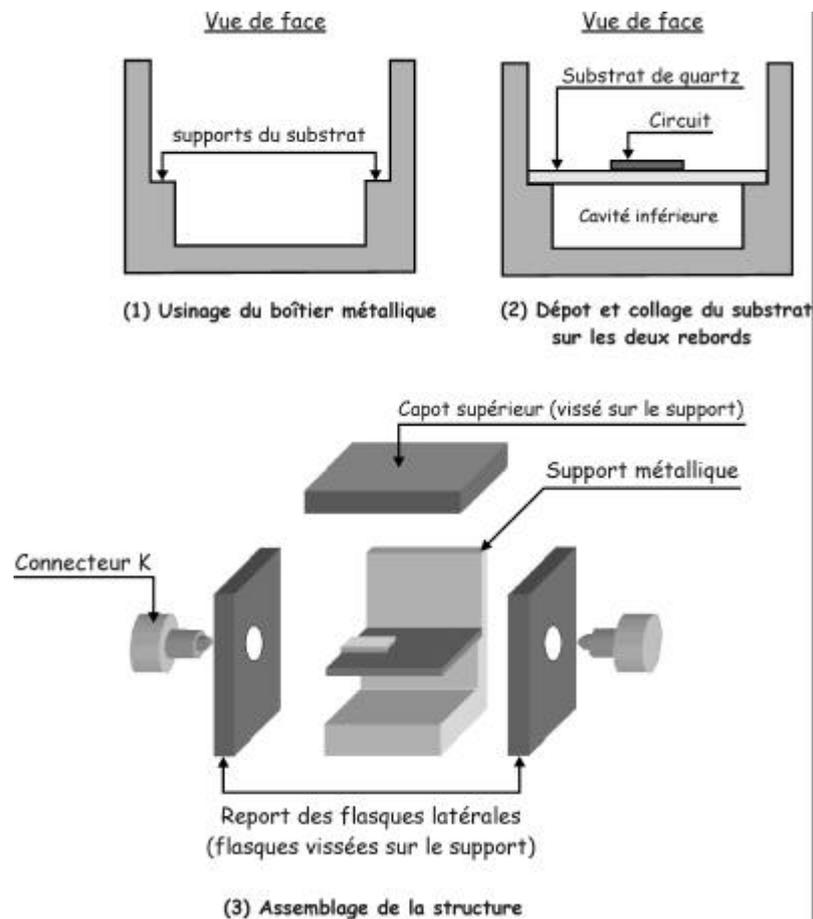


Figure III.1 : Boîtier du circuit sur substrat suspendu

Le support métallique ne comporte pas de parois latérales, la pose du circuit dans le boîtier en est facilitée. Ensuite, les flasques latérales sur lesquelles seront fixés les connecteurs K sont vissées sur le support métallique. Le boîtier est fermé en vissant le capot supérieur sur le support métallique et un jeu de quelques microns entre les différentes pièces est réservé de sorte à pouvoir aligner correctement les connecteurs K au-dessus des métallisations des lignes d'excitation.

II.1.3. LA CONNECTIQUE

Une connectique adaptée à la bande de fréquence utilisée est primordiale pour effectuer les mesures dans de bonnes conditions. Contrairement aux connecteurs utilisés aux basses fréquences, les connecteurs K, construits pour fonctionner dans la bande 0-40 GHz, requièrent une très grande précision d'usinage des pièces sur lesquelles ils vont être montés ; ce qui pose d'important problèmes de réalisation.

La plupart des connecteurs, disponibles sur le marché sont composés de trois éléments : une bille de verre, un "shiding contact" et un corps de connecteur dont la description précise est donnée en annexe 4. Dans ce cas, la précision d'usinage des flasques sur lesquels ils vont être montés doit être de l'ordre du centième de millimètre. L'outillage mécanique dont dispose la société ASTRIUM permet de tenir ces précisions.

Le connecteur K est monté sur la flasque de telle sorte que la perle de verre soit positionnée à 100 μm au-dessus de la métallisation. La connexion entre la perle de verre et le circuit est réalisée par un ruban métallique soudé sur la métallisation du circuit (figure III.2.a). On ramène alors les deux extrémités du ruban sur l'âme centrale du connecteur K, le contact entre les deux est effectué par une soudure (figure III.2.b).

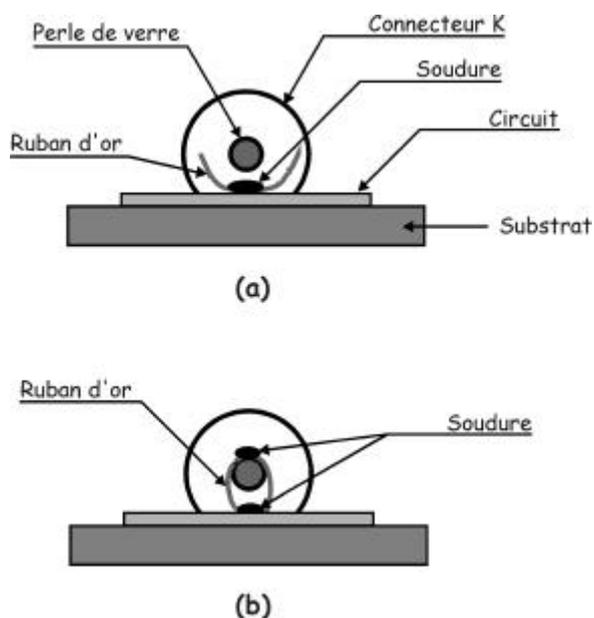


Figure III.2 : Excitation par connecteur K

La technologie du substrat suspendu présente des temps de réalisation importants de par le nombre d'intermédiaires industriels mis en jeu (3 à 4 mois). De plus, les coûts de fabrication d'un circuit sur substrat suspendu assemblé est conséquent (environ 50 000 Frs), ce qui ne nous a pas permis de réaliser beaucoup de circuits.

II.2 CIRCUITS PLANAIRES MICRO-USINES

II.2.1. MEMBRANE

La membrane de BCB (Benzo Cyclo Butène) [95] utilisée se dépose à la "tournette" de manière relativement simple et résiste à une attaque sélective du silicium. Les épaisseurs déposées dépendent de la viscosité du matériau et peuvent aller de quelques micromètres à quelques dizaines de micromètres.

II.2.2. METALLISATION

Les différentes étapes de métallisation sont décrites sur la figure III.3. La première étape consiste à déposer une couche de masquage constituée d'oxyde de silicium (1 μm) sur les deux faces de la tranche de silicium. Cette opération est réalisée à l'AIME (Atelier Inter-universitaire de Micro-Electronique).

La deuxième étape consiste à déposer une couche primaire de métallisation constituée de Chrome (200 \AA) qui va servir de couche d'accrochage pour la couche d'or (1 500 \AA). Le dépôt des matériaux Cr/Au se fait dans un bâti d'évaporation sous vide. Les matériaux à évaporer sont placés dans un creuset chauffé au-delà de la température d'évaporation du matériau. L'enceinte, dans laquelle est réalisée l'évaporation, est placée sous un vide poussé (10^{-6} Torr). Les substrats sont placés au-dessus des creusets d'évaporation et maintenus à une température modérée. La recharge électrolytique est effectuée dans un bain d'aurocyanure de potassium. La couche métallique primaire déposée par évaporation sert d'anode, et lorsqu'un courant est appliqué, le métal se dépose sur toute la surface du circuit. Après dépôt d'une couche de résine photosensible qui est exposée, puis développée suivant le masque du circuit, on attaque la couche d'or par une solution d'iodure de potassium (KI_2), puis la couche de chrome par une solution de Chrome etch (Cr Etch).

On trempe pendant 5 secondes le substrat de silicium dans de l'acide fluorhydrique pour éliminer la couche d'oxyde qui se crée au contact de l'air sur la face arrière. Le substrat de silicium est alors rincé abondamment à l'eau afin d'éviter tout contact entre de l'acide fluorhydrique et de l'acétone. finalement, la résine protégeant le circuit est éliminée en rinçant le silicium par de l'acétone. L'épaisseur de métal ainsi déposée peut atteindre quelques microns.

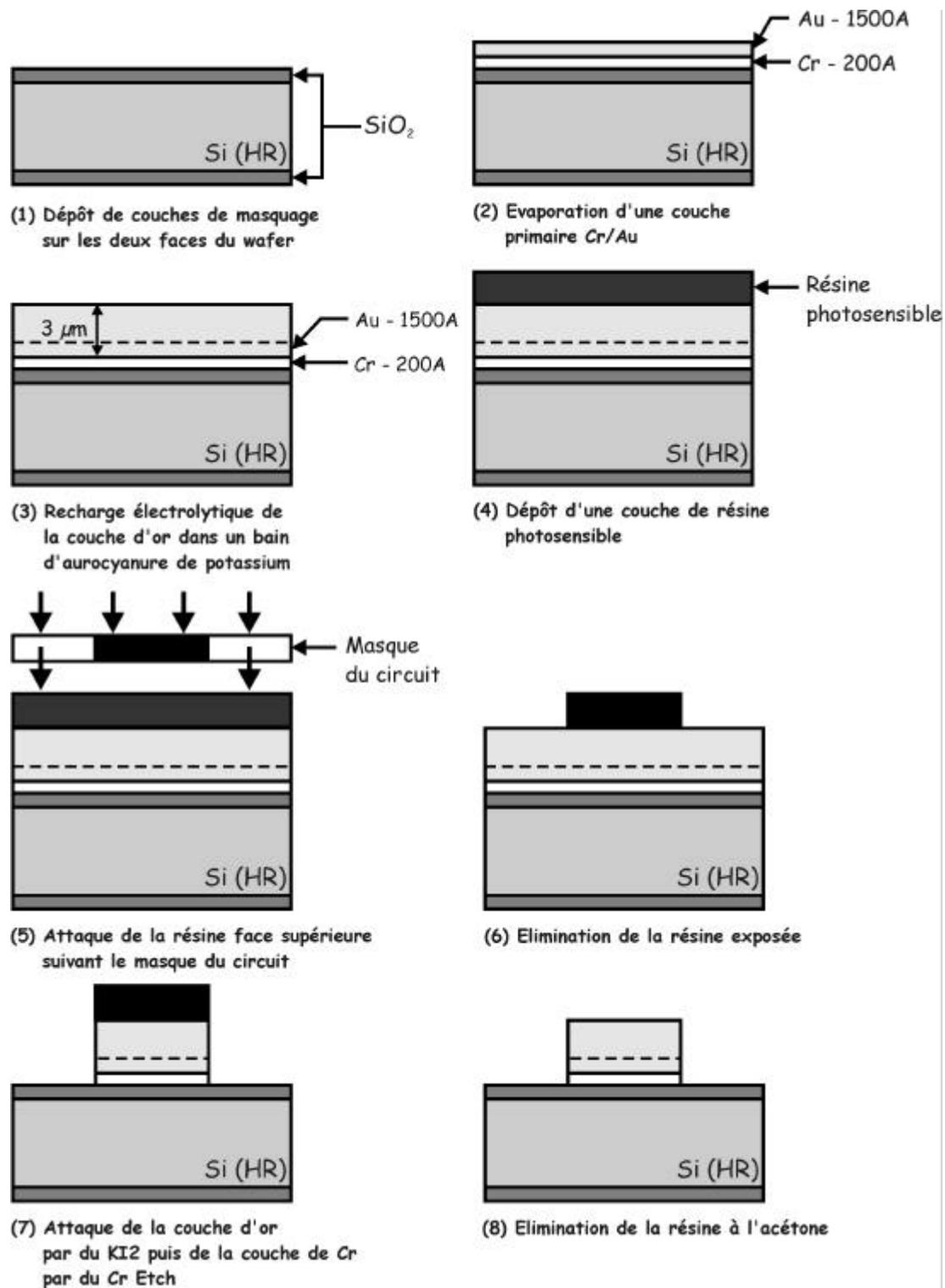


Figure III.3 : Procédé de l'électrolyse

II.2.3. ATTAQUE DU SILICIUM

Les étapes nécessaires à l'attaque du silicium sont décrites sur la figure III.4. On notera que les couches de SiO_2 et de Cr, déposées sur la face inférieure du substrat de silicium, serviront de masques pour l'attaque face arrière du silicium. L'attaque humide du silicium est

anisotrope et suit le plan cristallin 111 du silicium qui fait un angle de $54,7^\circ$ avec la surface de la tranche.

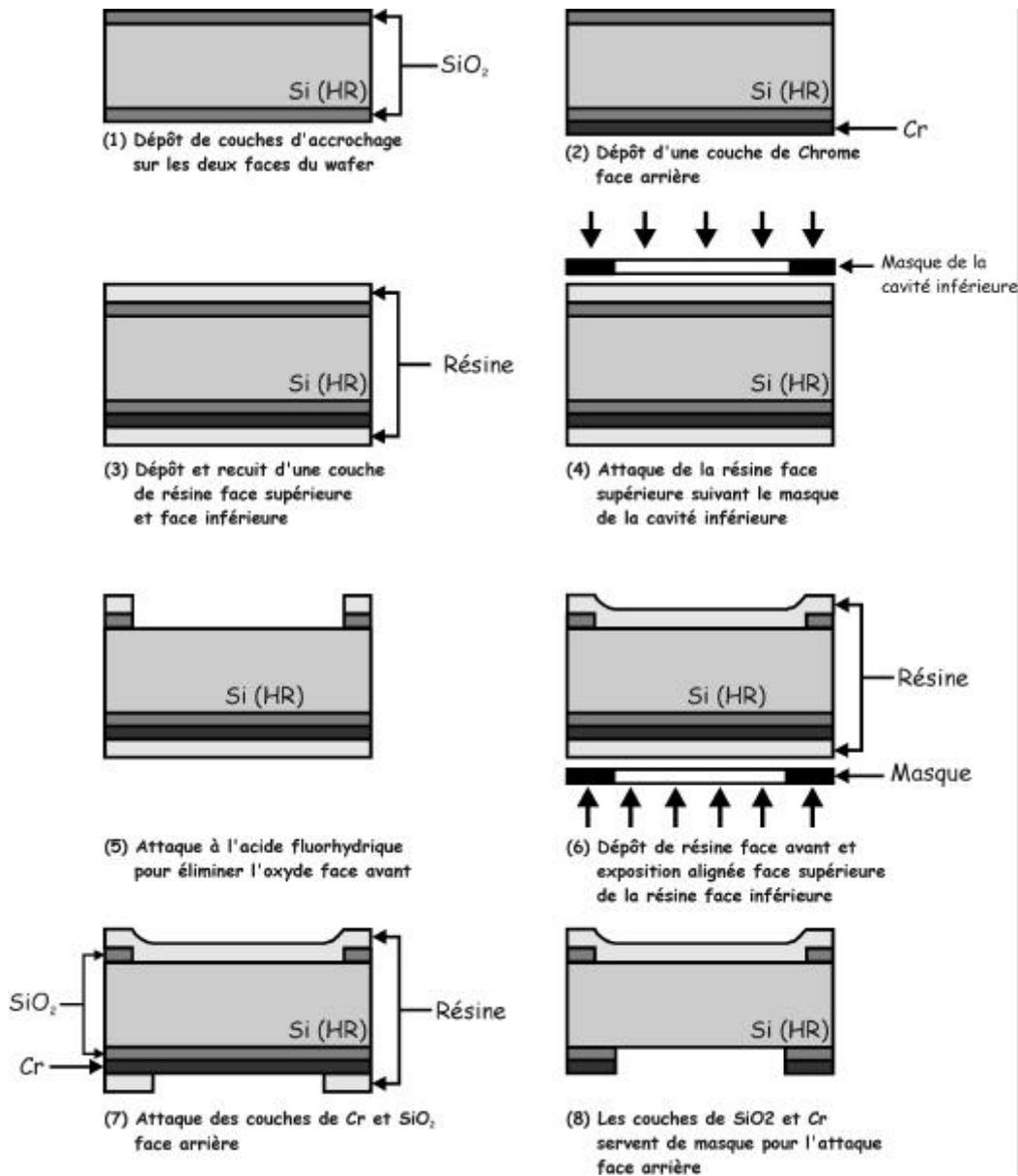


Figure III.4 : Attaque du silicium face arrière

Dans un premier temps, la couche d'oxyde SiO_2 est éliminée par l'attaque sélective des zones délimitées par le masque de résine face supérieure (figure III.4.5). L'attaque de la couche d'oxyde SiO_2 se fait en utilisant une solution d'acide fluorhydrique diluée pendant une vingtaine de minutes. Une fois la couche d'oxyde SiO_2 face avant éliminée, une couche de résine est déposée sur le silicium avant d'attaquer le substrat face arrière (figure III.4.6). Les couches de Chrome et d'oxyde SiO_2 sont éliminées par une attaque sélective des zones délimitées par le masque de résine face inférieure (figure III.4.7). L'attaque de la couche de

Chrome se fait par une solution de Chrome et pendant deux minutes. Les couches de Chrome et d'oxyde SiO_2 protégées par la résine, servent alors de masques pour la gravure du silicium face arrière (figure III.4.8).

Les étapes de gravure humide du silicium sont décrites figure III.5.

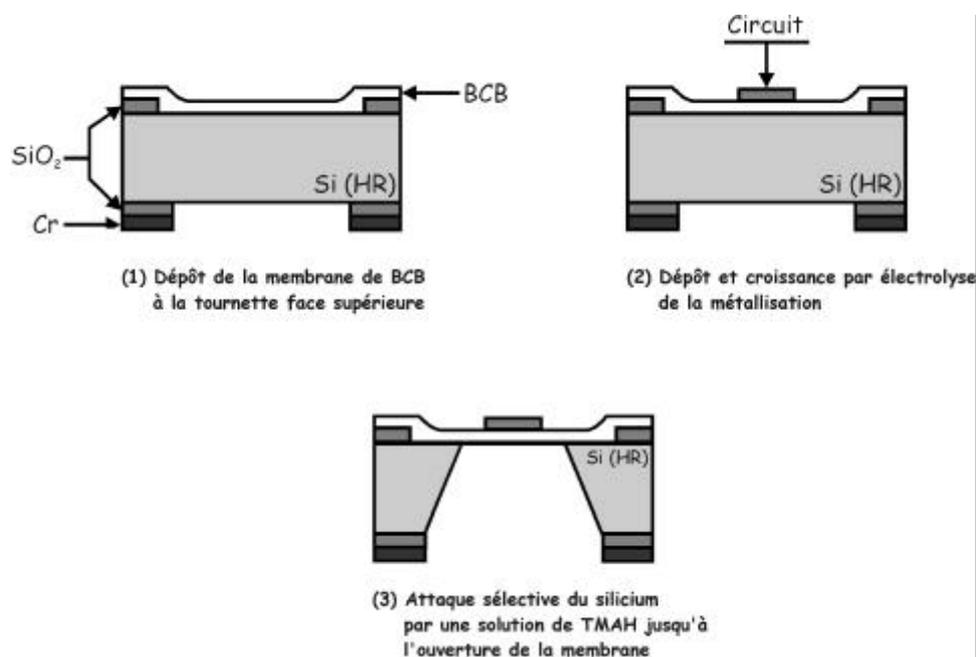


Figure III.5 : Gravure du silicium face arrière

Une fois le dépôt à la "tournette" de la membrane de BCB effectué (figure III.5.1), on fait croître par électrolyse la métallisation du circuit face supérieure du substrat de silicium (cf.II.2.2) (figure III.5.2). Nous avons utilisé pour l'attaque humide du silicium une solution de TMAH (Tetra Methyl Ammonium Hydroxyde), plus simple à utiliser que le KOH et plus sélectif sur le SiO_2 . Les vitesses d'attaque dépendent de la concentration et de la température de la solution.

On notera qu'il existe un compromis entre la sur-gravure et l'état de surface des pièces micro-usinées obtenues.

II.2.4. REALISATION DES CAVITES EN SILICIUM

La technique de fabrication des cavités en silicium utilise le même principe que précédemment. Le procédé de réalisation comprend une attaque humide du silicium sur la

face inférieure afin d'ouvrir les cavités. Un dépôt de chrome et d'or, puis une croissance de la métallisation sur les cavités blinderont complètement le circuit (cf. II.2.2).

Le problème rencontré lors de la réalisation est le phénomène de sur-gravure intervenant lors de l'attaque humide du silicium. Un exemple de masque face arrière représentant la cavité supérieure est montrée figure III.6.

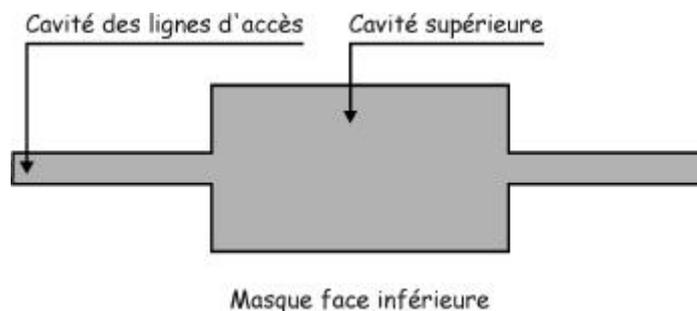


Figure III.6 : Masque face inférieure de la cavité supérieure

Au niveau de la face inférieure, nous devons essayer de compenser la sur-gravure du silicium. En effet, selon la forme à réaliser, le résultat est plus ou moins proche du résultat souhaité (figure III.7, figure III.8, figure III.9).

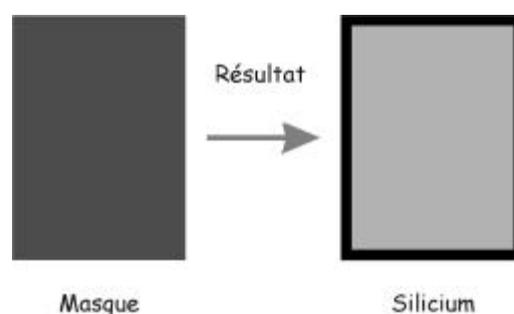


Figure III.7 : Attaque d'un rectangle, la forme obtenue est correctement contrôlée

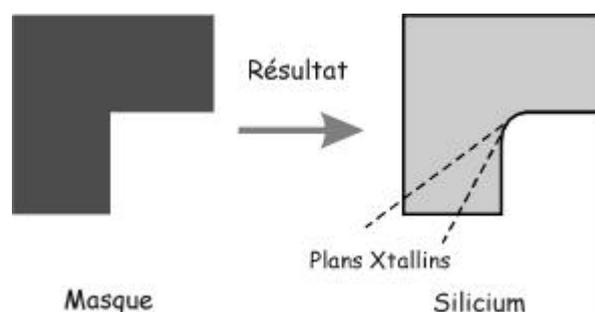


Figure III.8 : Attaque d'une forme plus complexe, le résultat n'est pas contrôlé

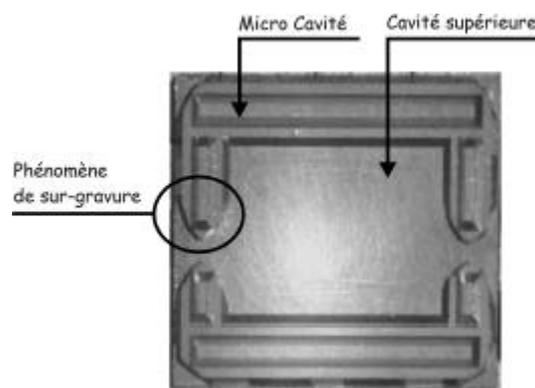


Figure III.9 : Exemple concret de sur-gravure

Pour nos circuits, la cavité supérieure doit suivre au mieux le circuit pour effectuer un blindage correct. Ceci constitue un point critique de la fabrication de ces éléments. En effet, la micro-cavité permettant le passage des lignes d'accès du circuit débouche directement sur la cavité supérieure et pour des raisons de rayonnement du circuit, cette ouverture doit être la plus petite possible. Pour obtenir un résultat correct, nous devons employer une technique de compensation.

Nous avons modifié les masques pour compenser au mieux ce phénomène en réduisant la partie à attaquer. Un exemple est présenté sur la figure III.10.

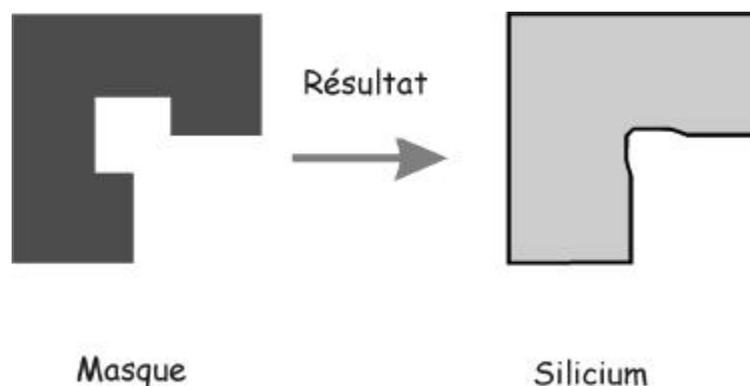


Figure III.10 : Méthode de compensation de la sur-gravure

Les dimensions des sections de compensation, et même leur forme sont déterminées empiriquement.

Le masque du capot supérieur de la figure III.6 a été modifié en ajoutant des sections de compensations comme montré figure III.11.

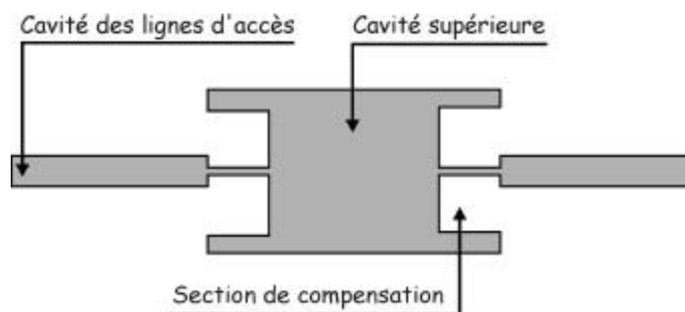


Figure III.11 : Masque face inférieure avec les compensations

II.2.5. ASSEMBLAGE FINAL

Lors de la fabrication à l'IRCOM, plusieurs circuits et cavités sont micro-usinés en même temps, sur la même tranche de silicium. La première étape de l'assemblage consiste donc à découper grâce à une scie diamant les différents circuits et cavités.

Une fois les cavités supérieures découpées, quelques points de colles époxy sont disposés dans les vias situés autour de la cavité. Cette colle, conductrice, est très utilisée dans l'industrie pour réaliser le report des composants et l'assemblage des circuits.

On vient ensuite positionner la cavité supérieure sur le circuit. L'ajustement de la cavité supérieure est obtenu en utilisant la transparence de la membrane de BCB, face arrière de la tranche de silicium intermédiaire servant de support à la membrane et au circuit. De plus, le positionnement des micro-cavités, situées au-dessus des lignes coplanaires d'excitation, est ajusté sous un microscope.

Afin de solidariser la cavité supérieure avec la tranche de silicium intermédiaire, la colle est polymérisée en plaçant l'ensemble au four à une température de 120°C pendant 10 à 20 minutes.

On perce les vias de la tranche de silicium intermédiaire par la face arrière, puis on les remplit de colle époxy. La colle se répand alors par les ouvertures dans les vias de la cavité supérieure garantissant ainsi le report des masses entre les deux cavités (figure III.12).

La conception, puis la réalisation de ce filtre, fait partie d'une étude prospective menée vers la fin du travail de thèse, c'est pourquoi l'étude de facteur de qualité à vide sur les résonateurs patches et linéiques, adaptés aux deux technologies à la fréquence de 18,7 GHz, n'a pu être effectuée.

Dans un premier temps, nous allons décrire la fonction de transfert du filtre passe-bande pseudo-elliptique.

III.1 DEFINITION DES CONTRAINTES DE FILTRAGE

Le gabarit de filtrage issu des applications radiométriques en bande K est défini par :

- ↪ fréquence centrale : $f_0 = 18,7$ GHz ;
- ↪ bande passante à $-2,5$ dB = 180 MHz ;
- ↪ bande passante à -3 dB = 200 MHz (soit 1,07 %) ;
- ↪ bande passante à -40 dB = 400 MHz ;
- ↪ ondulation dans la bande $< 0,1$ dB ;
- ↪ niveau de réjection hors bande < 40 dB par rapport au niveau de la réponse en transmission maximum.

La synthèse de ce filtre passe-bande pseudo-elliptique réalisée grâce au logiciel FILCAV [96] (mis au point par le CNES) impose, pour vérifier le gabarit, d'avoir :

- ↪ TOS dans la bande = -17 dB ;
- ↪ nombre de pôles = 4 ;
- ↪ bande passante à équiondulation $\Delta f = 165,92$ MHz (0,89 %).

Afin d'éviter un niveau de bruit, capté par l'antenne du radiomètre, trop important à proximité de la bande passante du filtre, les spécifications radiométriques imposent un niveau de réjection hors bande de l'ordre de -40 dB par rapport au maximum de transmission.

Cette contrainte impose donc l'adoption de deux zéros de transmissions sur la fonction de transfert. Le filtre à concevoir sera par conséquent, à 4 pôles avec deux zéros de transmission.

III.2 SYNTHÈSE DU FILTRE PSEUDO-ELLIPTIQUE

La représentation schématique classique d'un filtre quatre pôles pseudo-elliptique est donnée figure III-13, en considérant un couplage croisé entre les pôles 2 et 3 du filtre, donc de signe opposé aux trois autres.

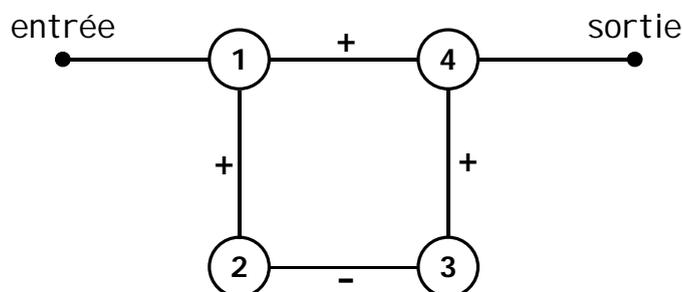


Figure III.13 : Représentation schématique d'un filtre 4 pôles avec un rétrocouplage entre les pôles 2 et 3

Ce synoptique de filtrage montre bien les deux chemins nécessaires à l'obtention d'un filtre 4 pôles elliptique. Tout d'abord, le chemin direct réalisé par les résonateurs 1 et 4 et ensuite le chemin passant par tous les résonateurs (1,2,3,4), comprenant le rétrocouplage.

De cette topologie, et à partir du gabarit, le logiciel de synthèse FILCAV fournit la matrice des mutuelles inductances de couplage $[M]$ normalisée et la résistance d'entrée / sortie $R_{1,4}$ suivantes :

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & 0,831 & 0 & 0,061 \\ 0,831 & 0 & -0,691 & 0 \\ 0 & -0,691 & 0 & 0,831 \\ 0,061 & 0 & 0,831 & 0 \end{bmatrix}$$

$$R_{1,4} = 0,921$$

Ces données permettent de déterminer la matrice des coefficients de couplage $[k]$ de ce filtre, ainsi que le facteur de qualité extérieur Q_e , calculés d'après les formules suivantes :

$$k = \frac{M \times \Delta f}{f_0} \quad (\text{III-1})$$

$$Q_e = \frac{f_0}{R_{1,4} \times \Delta f} \tag{III-2}$$

où Δf représente la bande à équiondulation

La matrice des coefficients de couplages est alors :

$$[k] = \begin{bmatrix} 0 & 0,0074 & 0 & 0,00054 \\ 0,0074 & 0 & -0,0061 & 0 \\ 0 & -0,0061 & 0 & 0,0074 \\ 0,00054 & 0 & 0,0074 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_e = 122$$

Le modèle équivalent de la figure III.14 est alors parfaitement défini et la réponse du filtre sans pertes ($R = 0$) à partir de ce circuit équivalent est présenté sur la figure III.15.

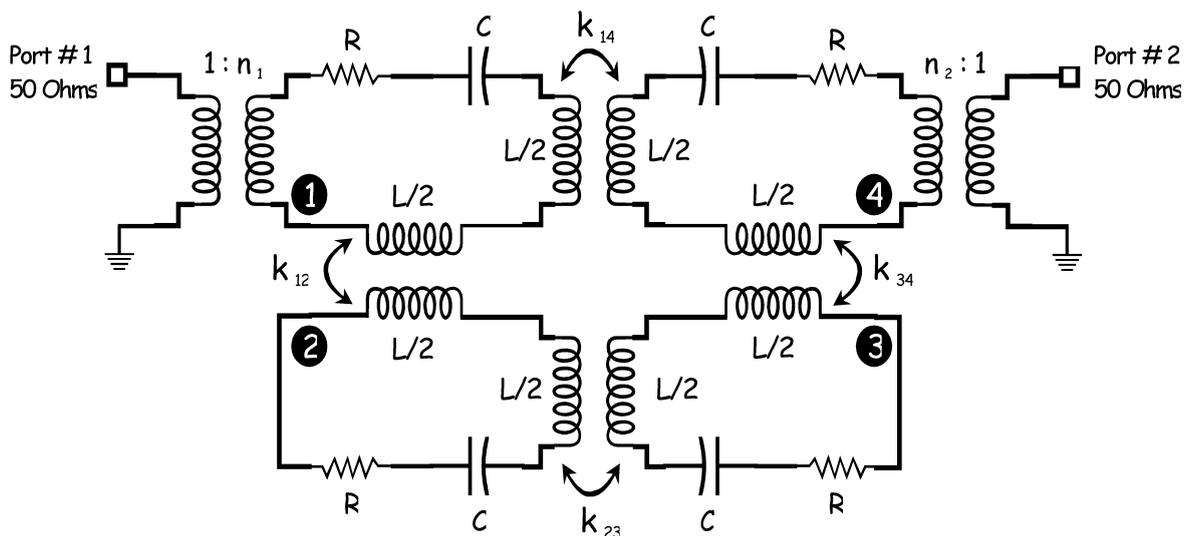


Figure III.14 : Modèle équivalent classique d'un filtre 4 pôles pseudo-elliptique

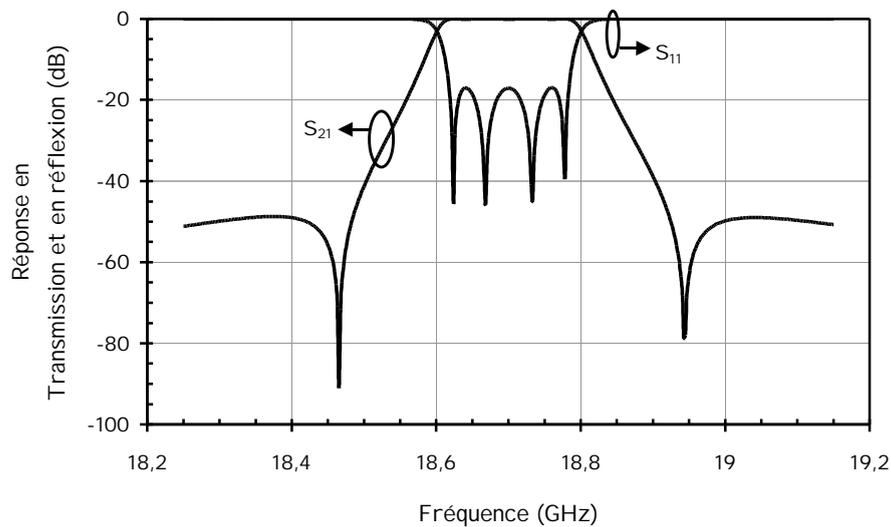


Figure III.15 : Réponse d'un filtre 4 pôles à partir du modèle équivalent sans pertes

Les contraintes de filtrage représentées par la matrice des coefficients de couplages imposent à la réponse du filtre de vérifier certains paramètres tels que la dynamique, les pertes d'insertions, la bande passante à $-2,5$ dB, -3 dB, puis -40 dB, ainsi que la réjection comme définit figure III.16 :

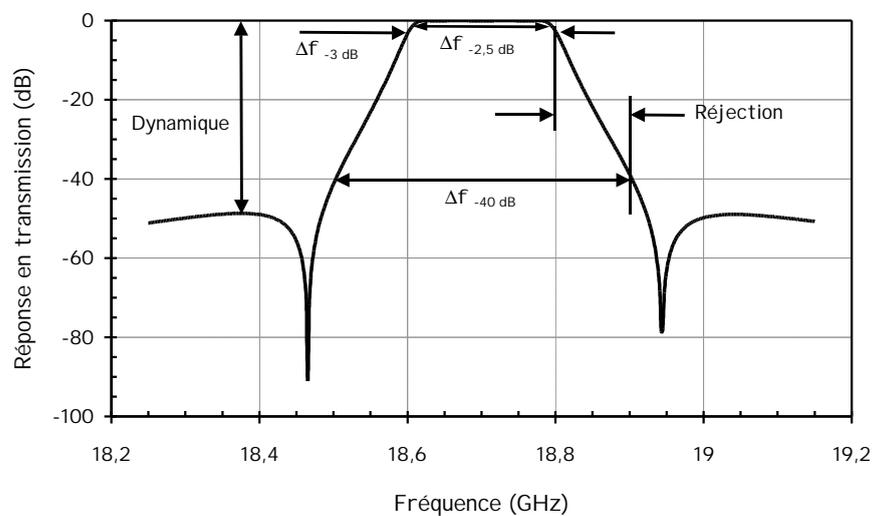


Figure III.16 : Définition des différents paramètres de la réponse à satisfaire

La dynamique du filtre correspond à la différence de niveau en transmission, entre le maximum du S_{21} dans la bande passante et le maximum du zéro de transmission hors bande.

La réjection représente l'écart fréquentiel entre la bande à -3 dB et la bande à -40 dB divisé par deux.

$$\text{Réjection} = \frac{\Delta f_{-40 \text{ dB}} - \Delta f_{-3 \text{ dB}}}{2} \quad (\text{III-3})$$

Les pertes d'insertions du filtre 4 pôles pseudo-elliptique sont estimées en introduisant une résistance de valeur R pour chaque résonateur. La valeur de R est calculée à partir de :

$$Q_0 = \frac{L\omega_0}{R} \quad (\text{III-4})$$

La figure III-17 montre la réponse du filtre pour différentes valeurs de Q_0 .

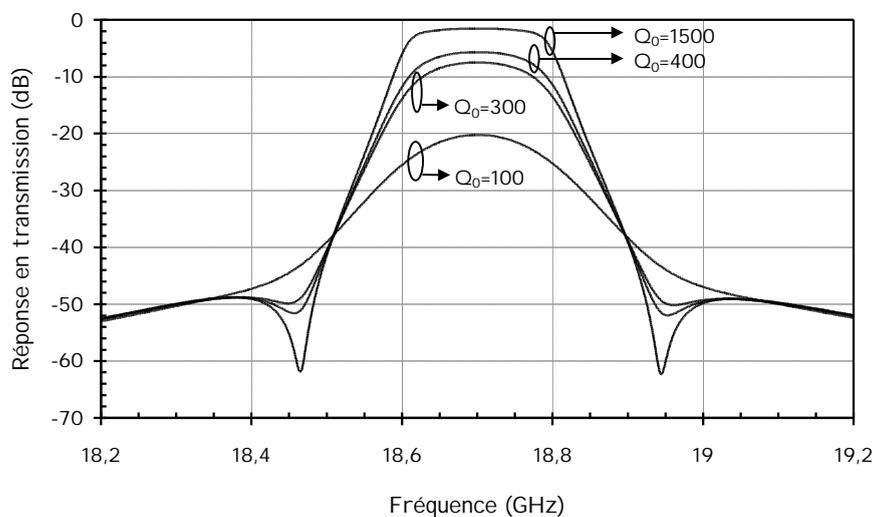


Figure III.17 : Réponse du filtre avec pertes

Pour des valeurs faibles de Q_0 , la réponse en transmission du filtre est fortement dégradée ($Q_0 < 300$). De plus, comme le montre le tableau III-1, les pertes d'insertions deviennent très importantes pour des facteurs de qualité à vide de très faibles valeurs.

Facteur Q_0	100	300	400	1 500
Pertes d'insertion	-20 dB	-7,5 dB	-5,7 dB	-1,6 dB

Tableau III-1 : Pertes d'insertions du filtre suivant le Q_0 d'un résonateur

D'après les valeurs des pertes d'insertions obtenues pour différents facteurs de qualité à vide, il est très difficile de concevoir des filtres planaires à faible bande passante (1 %) avec des résonateurs possédant des facteurs de qualité à vide inférieurs à 400.

Cependant, les pertes d'insertions du filtre passe bande ne sont pas prépondérantes pour les applications radiométriques en bande K. En effet, le filtre passe bande sera positionné après l'amplificateur faible bruit pour compenser les pertes intrinsèques du filtre.

Le seul paramètre à respecter impérativement est la dynamique de 40 dB sur la réponse en transmission du filtre. Les différentes bandes passantes pourront quant à elles, être ajustées en jouant sur les coefficients de couplages de la structure.

Nous allons mener une étude montrant l'influence du facteur de qualité à vide théorique sur les divers paramètres à respecter sur la réponse en transmission du filtre passe-bande pseudo-elliptique.

III.3 ETUDE DE L'INFLUENCE DU Q_0 SUR LA REPOSE EN TRANSMISSION

III.3.1. COMPORTEMENT DE LA REJECTION HORS BANDE SUIVANT LE Q_0

La réjection objective à atteindre, que l'on a défini dans le chapitre I, est de 110 MHz. En simulant le schéma équivalent du filtre 4 pôles pseudo-elliptique avec des pertes, on obtient les variations de la réjection en fonction du facteur de qualité à vide montré sur la figure III.18.

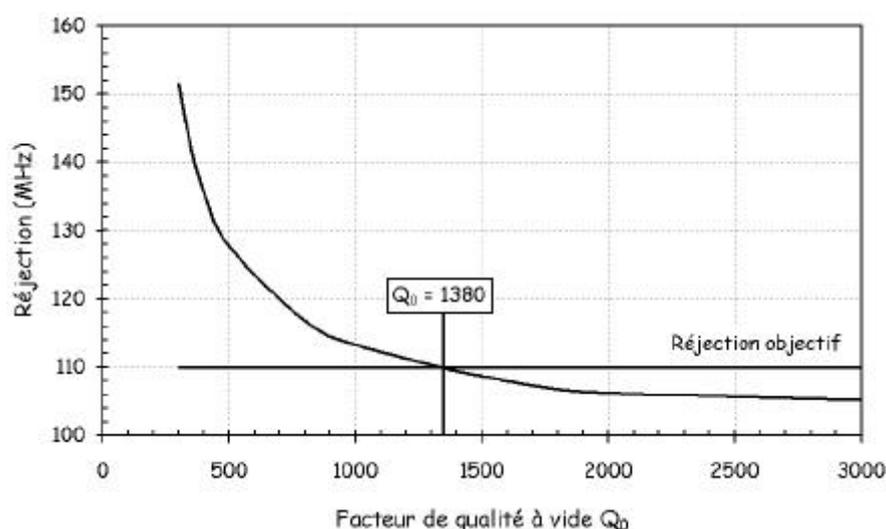


Figure III.18 : Evolution de la réjection en fonction du Q_0 d'un résonateur

Le facteur de qualité à vide du résonateur permettant d'atteindre directement une réjection de 110 MHz sur la réponse du filtre 4 pôles pseudo-elliptique devrait être de 1 380.

De plus, en adoptant un résonateur possédant un tel facteur de qualité à vide, tous les autres paramètres comme les différentes bandes passantes, la réjection et la dynamique peuvent être atteintes aisément.

III.3.2. COMPORTEMENT DE LA DYNAMIQUE DU FILTRE SUIVANT LE Q_0

Le paramètre le plus important à satisfaire est la dynamique de la réponse du filtre définie auparavant. Sa valeur doit être au minimum de 40 dB afin d'éliminer la remontée du niveau de bruit mesuré par l'antenne autour de la bande de fréquence d'étude.

La figure III.19 montre les variations de la dynamique suivant la valeur du facteur de qualité à vide d'un résonateur.

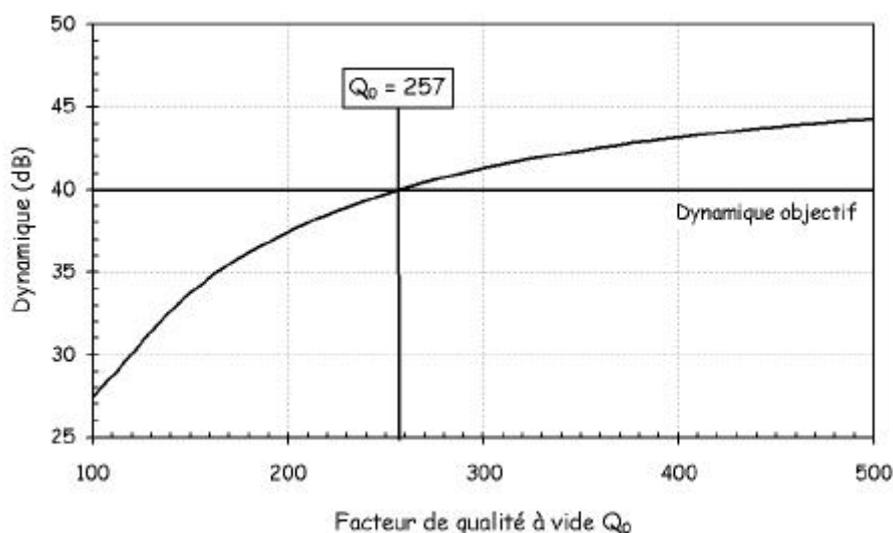


Figure III.19 : Evolution de la dynamique en fonction du Q_0 d'un résonateur

Pour vérifier la dynamique de 40 dB sur la réponse en transmission du filtre, le résonateur doit présenter un facteur de qualité à vide de 257 au moins.

Les valeurs des différents paramètres à satisfaire pour des valeurs de facteurs de qualité à vide de 257 et 1 380 sont regroupées dans le tableau III-2.

Q_0	Pertes d'insertions (dB)	Dynamique	Bande passante à -2,5 dB	Bande passante à -3 dB	Bande passante à -40 dB	Réjection
257	-8,7	40	142 MHz	152,5 MHz	493 MHz	170 MHz
1 380	-1,7	47	184,5 MHz	189,5 MHz	407 MHz	109 MHz

Tableau III-2 : Paramètres de la réponse en transmission suivant la valeur du Q_0

Pour que la dynamique souhaitée soit satisfaite, il conviendra donc de choisir un résonateur dont le facteur de qualité à vide est au minimum de 257. Les autres paramètres de la réponse en transmission comme les différentes bandes passantes, ainsi que la réjection peuvent être ajustées en jouant sur les couplages de la matrice lors du réglage du filtre en simulation.

Dans la partie suivante, nous allons décrire la topologie du filtre retenue et définir les différents couplages existant, vérifiant la matrice de couplage imposée par le gabarit du filtre.

III.4 PRESENTATION DE LA TOPOLOGIE DU FILTRE

Cette partie sera consacrée à la présentation de la topologie du filtre passe-bande à 4 pôles pseudo-elliptique. Nous présenterons de plus, les différents couplages existants sur la structure.

III.4.1. TOPOLOGIE DU RESONATEUR RETENU

Afin de concevoir un filtre compact, nous avons opté pour le résonateur patch à mode dual, modifié en y insérant des fentes (figure III-20). Comme montré dans le chapitre II, ces fentes permettent de diminuer l'encombrement du résonateur.

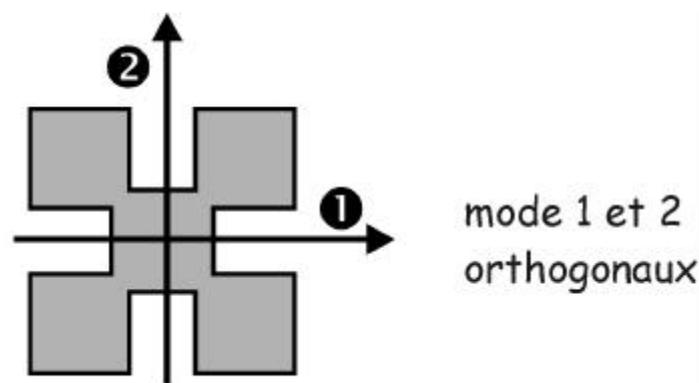


Figure III.20 : Résonateur patch à fente

III.4.2. DESCRIPTION DE LA TOPOLOGIE DU FILTRE 4 POLES PSEUDO-ELLIPTIQUE

L'intérêt des résonateurs à modes duaux est, d'une part, d'augmenter la compacité des filtres (deux pôles pour un seul résonateur) et, d'autre part, de réaliser assez simplement des fonctions de filtrages plus complexes de type pseudo-elliptique.

La figure III.21 montre un filtre planaire passe-bande quatre pôles pseudo-elliptique proposé par Curtis et Fiedziusko [97].

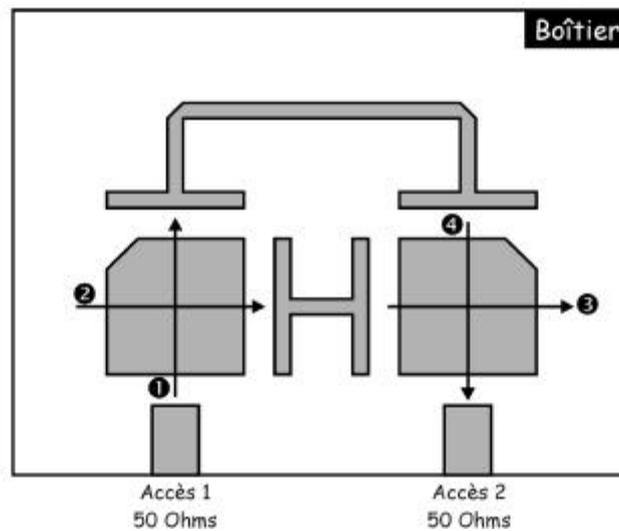


Figure III.21 : Filtre 4 pôles passe-bande pseudo-elliptique

Les lignes d'excitation dont l'impédance caractéristique s'élève à 50 ohms sont positionnées sur la même face du boîtier. Ces lignes d'accès excitent les polarisations verticales 1 et 4. Le problème rencontré sur cette topologie est qu'il existe un couplage direct entre les lignes d'accès qui augmente fortement le couplage k_{14} du filtre. C'est pourquoi nous avons opté pour exciter le filtre sur la polarisation horizontale de chaque résonateur.

La topologie du filtre passe-bande quatre pôles pseudo-elliptique retenue et utilisant les patches carrés à fentes est représentée figure III.22.

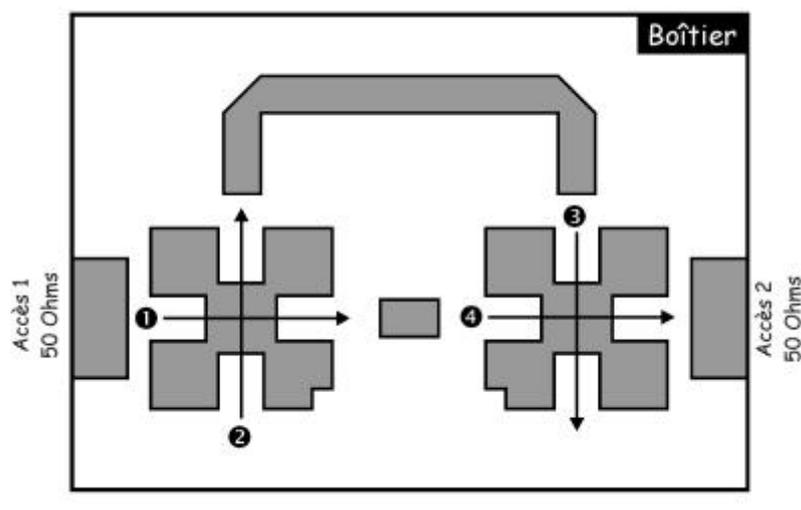


Figure III.22 : Topologie originale du filtre 4 pôles pseudo-elliptique

Le couplage mixte entre les modes orthogonaux d'un même résonateur (polarisations 1 et 2, puis 3 et 4) est réalisé grâce à l'encoche placée dans un des coins du patch carré à fentes. Ce couplage est ajusté en jouant sur les dimensions de l'encoche.

Le couplage entre les polarisations horizontales 1 et 4 de chaque résonateur fixe la distance inter-résonateurs.

Le couplage entre les polarisations verticales 2 et 3 est réalisé grâce à la ligne de rétrocouplage en U que nous allons dimensionner par la suite.

III.4.3. CALCUL DE LA LONGUEUR DE LA LIGNE DE RETROCOUPLAGE

Dans cette partie, nous allons nous intéresser à la longueur de la ligne de rétrocouplage qui permet de régler le couplage des polarisations verticales des modes présents sur chaque résonateur patch à fentes. Ce couplage sera ajusté en jouant sur le gap G_{23} entre la ligne et les résonateurs (figure III.23).

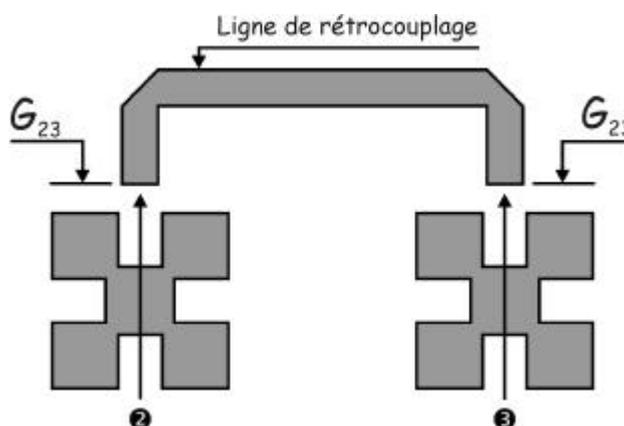


Figure III.23 : Couplage des polarisations verticales par une ligne de rétrocouplage

Dans le cas sans pertes, chaque résonateur peut être représenté par un circuit LC série ou parallèle.

Il s'agit alors d'identifier les circuits des figures III.24 et III.25 qui représentent respectivement le schéma équivalent associé aux dispositifs utilisant des couplages inter-résonateurs indirects via une ligne de rétrocouplage (figure III.23) supposés sans pertes et le

schéma équivalent de la modélisation des couplages tel qu'il a été défini au paragraphe III.2 sur la figure III.14.

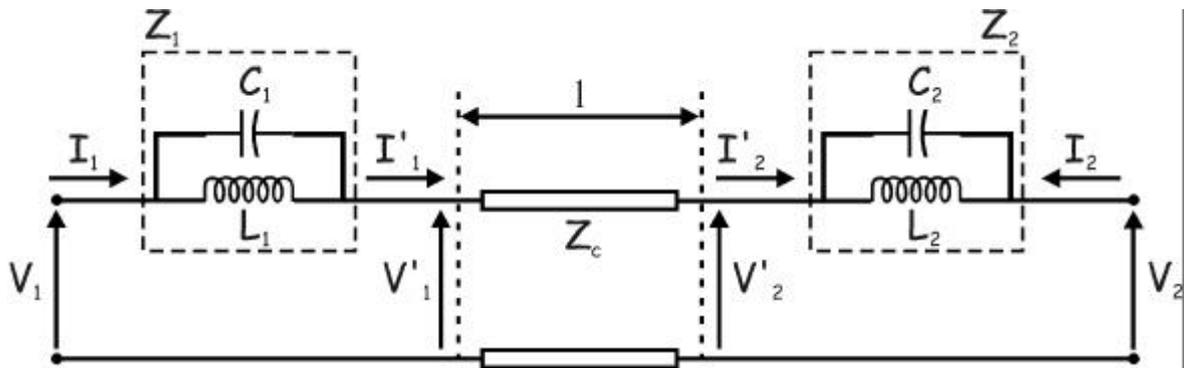


Figure III.24 : Circuit équivalent du couplage inter-résonateurs indirect par une ligne de longueur l

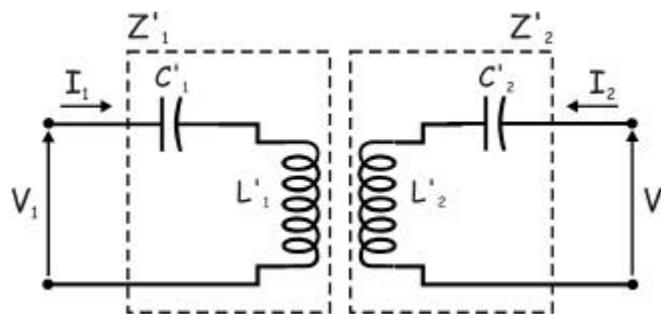


Figure III.25 : Modèle équivalent général d'un couplage entre deux modes ou deux polarisations

Afin de déterminer la longueur de la ligne de rétrocouplage représentée figure III.24, nous allons assimiler cette dernière à un quadripôle représenté figure III.26.

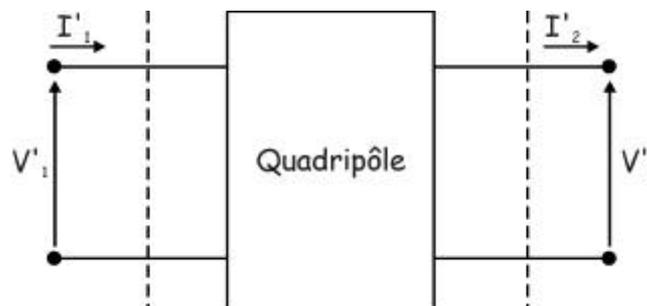


Figure III.26 : Représentation du quadripôle caractérisant la ligne de rétrocouplage

Les grandeurs d'entrée du quadripôle peuvent être exprimées en fonction des grandeurs de sortie en résolvant les équations des lignes en régime harmonique [94]. En considérant la ligne sans pertes et d'impédance caractéristiques Z_c , les équations obtenues sont :

$$V_2' = \cos \beta l V_1' - j Z_c \sin \beta l I_1' \quad (\text{III-5})$$

$$I_2' = -j \frac{\sin \beta l}{Z_c} V_1' + \cos \beta l I_1' \quad (\text{III-6})$$

Les équations extraites du circuit équivalent de la figure III.24 sont :

$$V_1 = Z_1 I_1 + V_1' \quad (\text{III-7})$$

$$V_2 = Z_2 I_2 + V_2' \quad (\text{III-8})$$

Le modèle équivalent général du couplage entre deux modes, représenté sur la figure III.2 permet d'écrire les équations suivantes :

$$V_1 = Z_1' I_1 + j M \omega I_2 \quad (\text{III-9})$$

$$V_2 = Z_2' I_2 + j M \omega I_1 \quad (\text{III-10})$$

De l'équation (III-6) on peut déduire l'expression de la tension V_1' :

$$V_1' = -j Z_c \cotg \beta l I_1' + j \frac{Z_c}{\sin \beta l} I_2 \quad (\text{III-11})$$

L'équation (III-7), sachant que $I_1' = I_1$ et $I_2' = -I_2$, devient alors :

$$V_1 = [Z_1 - j Z_c \cotg \beta l] I_1 - j \frac{Z_c}{\sin \beta l} I_2 \quad (\text{III-12})$$

L'identification des équations (III-9) et (III-12) conduit aux formules :

$$Z_1' = Z_1 - j Z_c \cotg \beta l \quad (\text{III-13})$$

$$M = -\frac{Z_c}{\omega \sin \beta l} \quad (\text{III-14})$$

De la même façon, on démontre que :

$$Z_2' = Z_2 - j Z_c \cotg \beta l \quad (\text{III-15})$$

où β est la constante de propagation de la ligne : $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$.

Il existe une solution si et seulement si $\cotg \beta l = 0$, c'est à dire :

$$l = (2k + 1) \frac{\lambda_g}{4} \quad (\text{III-16})$$

où k est un entier

De plus, à la résonance, la valeur de l'inductance mutuelle est :

$$M = \frac{Z_c}{\omega} (-1)^{k+1} \quad (\text{III-17})$$

Ainsi, le signe du couplage sera donné par k (k impair pour avoir un couplage positif et k pair pour avoir simplement un rétrocouplage), c'est à dire par la longueur l de la ligne en U permettant de réaliser le couplage des polarisations verticales des modes de chaque résonateur (couplage k_{23}). Cette longueur doit donc être impérativement un multiple de $(2k+1)\lambda_g/4$.

La création du couplage croisé entre les pôles 2 et 3, de signe opposé (appelé rétrocouplage), est nécessaire pour ramener des zéros de transmission de part et d'autre de la bande.

Ce couplage peut être obtenu par une ligne en U de longueur $l = \frac{5\lambda_g}{4}$ ($k = 2$) placé comme sur la figure III.27.

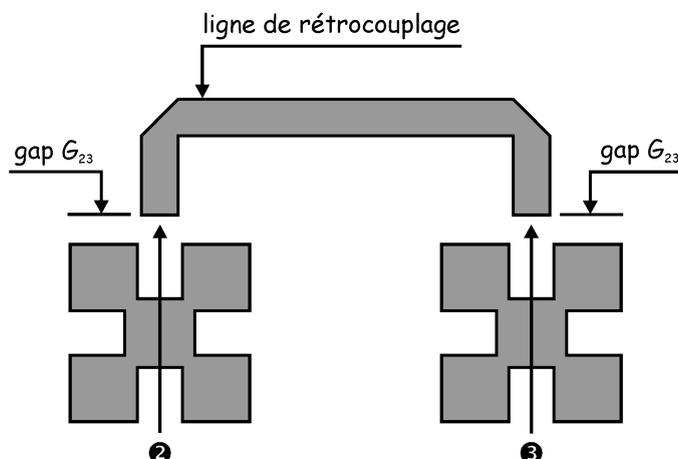


Figure III.27 : Réalisation du couplage k_{23} par la ligne de rétrocouplage

Cependant, la longueur de la ligne de rétrocouplage dépend de la distance inter-résonateurs fixée par le coefficient de couplage direct k_{14} , correspondant aux polarisations horizontales des modes de chaque résonateur. Il faudra, par conséquent, vérifier que la distance inter-résonateurs permette de conserver une ligne de rétrocouplage de longueur $\frac{5\lambda_g}{4}$.

III.5 CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE CONCEPTION

Les deux technologies de réalisation que sont le micro-usinage et le substrat de quartz suspendu permettent, en pratique, la fabrication des filtres à concevoir en bande K. Cependant, une première étude théorique, menée sur les différents coefficients de couplages à satisfaire, a montré que la membrane de BCB sur silicium micro-usinée n'était pas à même de réaliser certains couplages.

Pour cela, nous avons simulé avec le logiciel MOMENTUM, les différents couplages (inter-résonateurs, mixtes, entrée / sortie) pour des hauteurs de cavités maximales que peut permettre la technologie du micro-usinage, c'est à dire $425 \mu\text{m}$ pour la cavité supérieure et $850 \mu\text{m}$ pour la cavité inférieure. Les coefficients de couplages inter-résonateurs et mixtes ont pu être atteints lors des simulations, seul le coefficient de couplage entrée / sortie, caractérisé par le coefficient de surtension externe de valeur 122, n'a pu être atteint. Comme montré dans

le chapitre II, la membrane de BCB, de par son épaisseur, admet des couplages plus faibles que le substrat de quartz suspendu pour des hauteurs de cavités identiques. C'est pourquoi, les coefficients de couplages inter-résonateurs et mixtes ont pu être réalisés aisément. Par contre, la membrane de BCB n'admet pas de couplages suffisamment forts pour atteindre le coefficient de couplage entrée / sortie imposé par la synthèse.

Il est toutefois possible de concevoir des filtres micro-usinés en bande K, mais présentant des contraintes de filtrage moins sévères que celles imposées par le gabarit précédemment défini.

La technologie du substrat de quartz suspendu offre des couplages plus forts et permet la réalisation de hauteurs de cavités plus importantes que le micro-usinage. C'est pourquoi la technologie du substrat suspendu a été retenue pour la conception, puis la fabrication, du filtre passe-bande pseudo-elliptique en bande K.

De plus, comme montré dans le chapitre II, lorsque les hauteurs des cavités situées en dessous et au-dessus du substrat (figure III.28) augmentent, le facteur de qualité à vide du résonateur croît.

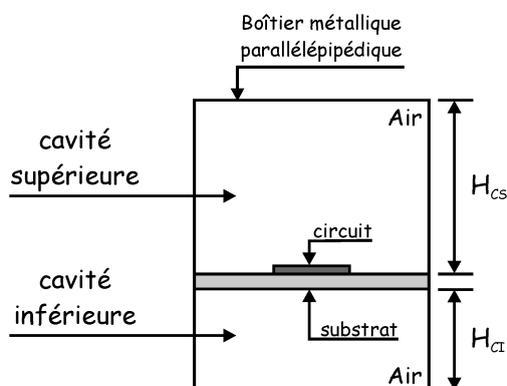


Figure III.28 : Résonateur sur substrat suspendu

Cependant, plus les hauteurs des cavités sont élevées, plus les coefficients de couplages inter-résonateurs sont forts. Les distances inter-résonateurs deviennent dès lors très importantes, ce qui accroît les dimensions du boîtier contenant le circuit. Ainsi, des modes dus au boîtier peuvent apparaître dans ou à proximité de la bande de fréquence d'étude.

C'est pourquoi une optimisation entre les hauteurs des cavités, le facteur de qualité à vide du résonateur et les distances réalisant les coefficients de couplages inter-résonateurs suivant les hauteurs des cavités, devra être menée.

Pour cela, nous allons définir la formule permettant le calcul des modes de boîtier.

III.5.1. DESCRIPTION DU CALCUL DES MODES DU BOÏTIER

En adoptant la technologie du substrat suspendu, le circuit se retrouve maintenu dans l'air dans une cavité métallique parfaitement parallélépipédique, dans laquelle peuvent se produire des résonances (figure III.29).

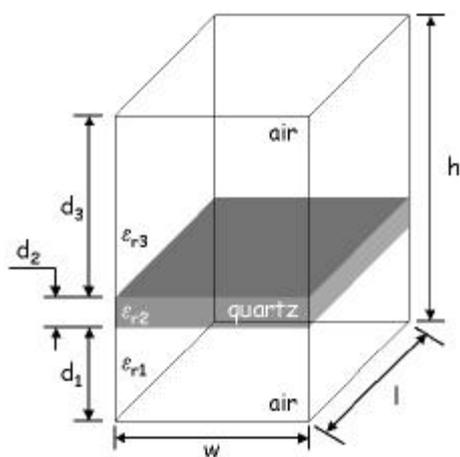


Figure III.29 : Représentation de la cavité métallique

Dans une cavité parallélépipédique totalement blindée comme celle-ci, peut se propager des modes $TE_{n,m,p}$ et $TM_{n,m,p}$ dont la fréquence de résonance est donnée par la relation [98] :

$$f_{0,m,n,0} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eq}}} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{w}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{l}\right)^2} \quad (\text{III-18})$$

Cette équation est une approximation dont les différents paramètres sont :

$$\epsilon_{\text{eq}} = \frac{h}{\frac{d_1}{\epsilon_{r1}} + \frac{d_2}{\epsilon_{r2}} + \frac{d_3}{\epsilon_{r3}}}, \text{ permittivité équivalente de la cavité}$$

$h = d_1 + d_2 + d_3 =$ hauteur totale de la cavité

d_1 et $d_3 =$ hauteurs des cavités inférieure et supérieure

$d_2 =$ épaisseur du substrat de quartz

ϵ_{r1} et $\epsilon_{r3} =$ permittivités relatives de l'air donc égal à 1

$\epsilon_{r2} =$ permittivité relative du substrat de quartz égale à 3,78

w et l représentent respectivement la longueur et la largeur de la cavité

n et m représentent les variations axiales suivant les deux directions

Il est alors aisé d'estimer la présence ou non de modes de boîtier dans la bande de fréquence d'étude suivant les dimensions de la cavité, cela nous mène donc à imposer les dimensions de la cavité.

III.5.2. CHOIX DES DIMENSIONS DU BOITIER

Avec les technologies du micro-usinage et du substrat suspendu, pouvoir jouer sur les hauteurs des cavités supérieure et inférieure impose deux degrés de liberté supplémentaires. Ces hauteurs de cavités vont influencer directement sur la valeur des coefficients de couplages comme montré dans le chapitre II.

Si l'on se réfère à la matrice de couplage du filtre passe-bande pseudo-elliptique à quatre pôles et deux zéros de transmission issue de la synthèse effectuée grâce à FILCAV (logiciel développé par le CNES), le coefficient de couplage direct k_{14} est le plus faible à réaliser.

Sur la topologie du filtre passe-bande pseudo-elliptique utilisant deux résonateurs patches carrés à fentes, le coefficient de couplage direct k_{14} correspond au couplage des modes de chaque résonateur dont la polarisation du champ électromagnétique est horizontale (figure III.30). Par conséquent, le coefficient de couplage direct k_{14} va fixer la distance inter-résonateur d et donc la longueur w du boîtier.

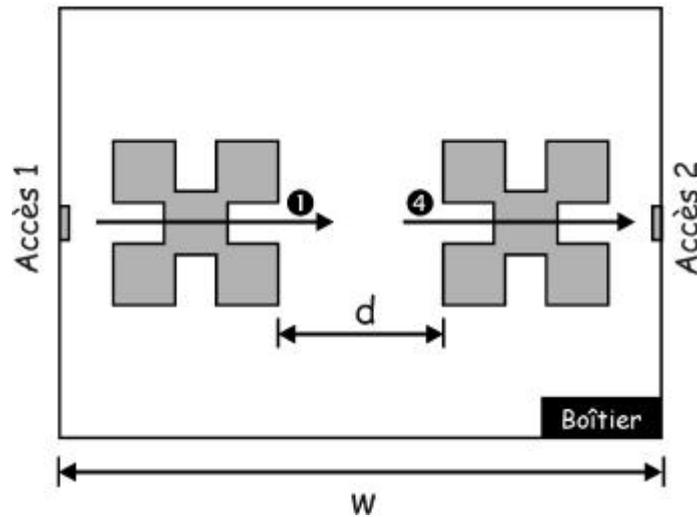


Figure III.30 : Réglage du coefficient de couplage k_{14}

De plus, il faut tenir compte du fait que la distance inter-résonateurs d puisse permettre l'ajout de la ligne de rétrocouplage en U de longueur $\frac{5\lambda_g}{4}$ (figure III.31).

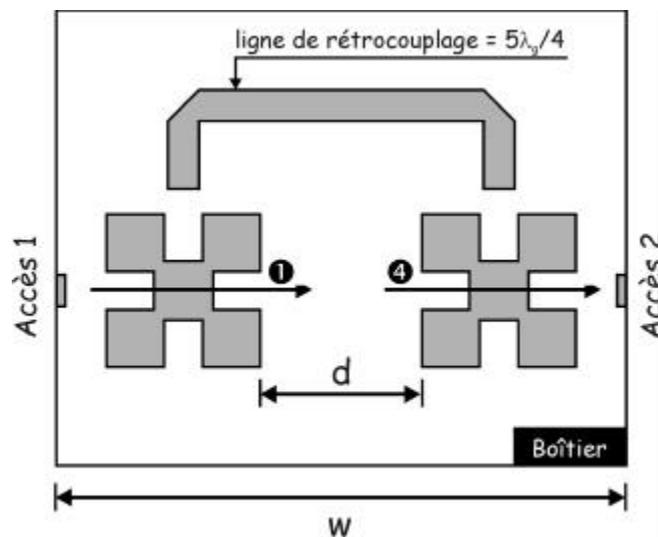


Figure III.31 : Structure avec la ligne de rétrocouplage en U

Nous avons donc optimisé les hauteurs des cavités supérieure et inférieure afin de trouver une distance inter-résonateurs " d " permettant l'intégration de la ligne de rétrocouplage en U.

Ainsi, nous avons simulé la structure de la figure III.32 pour différentes hauteurs de cavités. Les simulations ont été effectuées sous MOMENTUM (Agilent) en découplant fortement les accès pour mesurer les fréquences propres des modes des résonateurs (figure III.32).

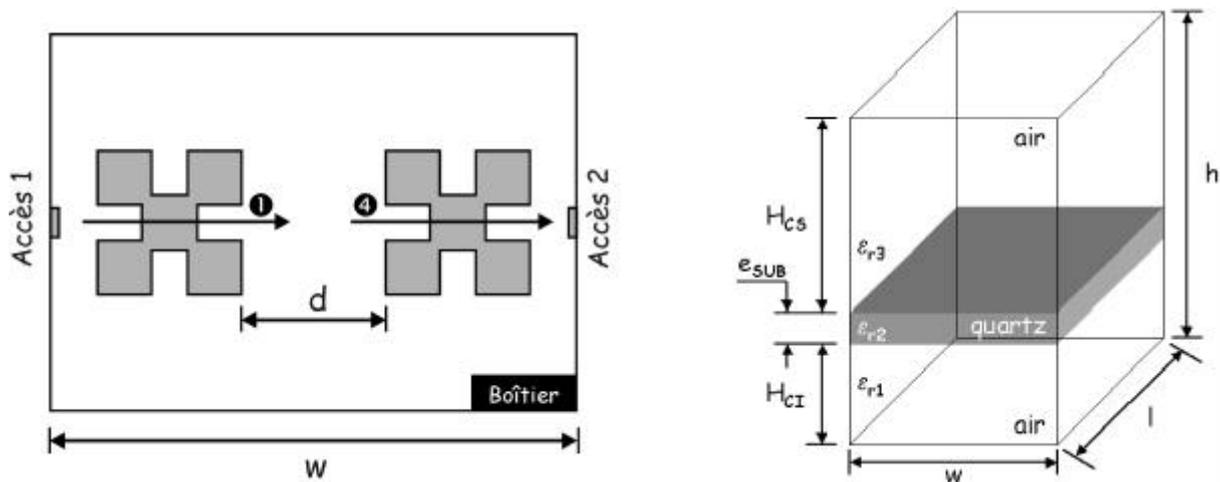


Figure III.32 : Structure simulée sous Momentum

Le substrat utilisé lors de la simulation est le Quartz d'épaisseur 100 μm dont la permittivité relative est 3,78 avec une tangente de pertes de l'ordre de 10^{-4} .

Les dimensions des cavités supérieures (H_{CS}) et inférieures (H_{CI}) sont alors :

$$\Rightarrow H_{CS} = 1\,400 \text{ microns}$$

$$\Rightarrow H_{CI} = 750 \text{ microns}$$

Ces hauteurs de cavités imposent une distance inter-résonateurs "d" de 4 700 microns pour pouvoir positionner la ligne de rétrocouplage en U de longueur 15 780 microns et de largeur 900 microns.

La longueur de la cavité métallique parallépipédique est de 16 340 microns. La largeur l de la cavité a été déterminée en appliquant la formule (III-18). Pour cela, un calcul des modes présents dans la cavité a été effectué en fonction du rapport $r = \text{longueur de la cavité (w)} / \text{largeur de la cavité (l)}$ montré en figure III.33.

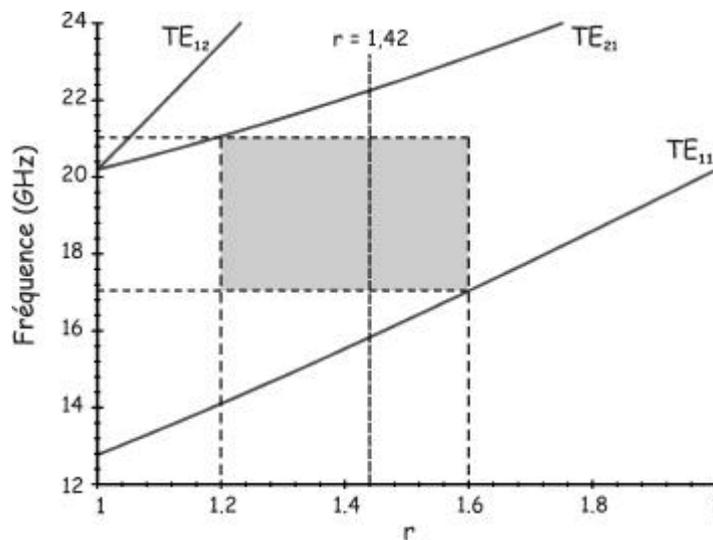


Figure III.33 : Diagramme des modes présents dans la cavité parallélépipédique

Dans l'intervalle de fréquence 17,1 GHz à 21 GHz, et pour un rapport r de 1,2 à 1,6, la cavité parallélépipédique ne présente aucun mode de boîtier.

Nous avons imposé une largeur l de 11 500 microns correspondant à un rapport r de 1,42. Ainsi, les dimensions de la cavité sont (figure III.34) :

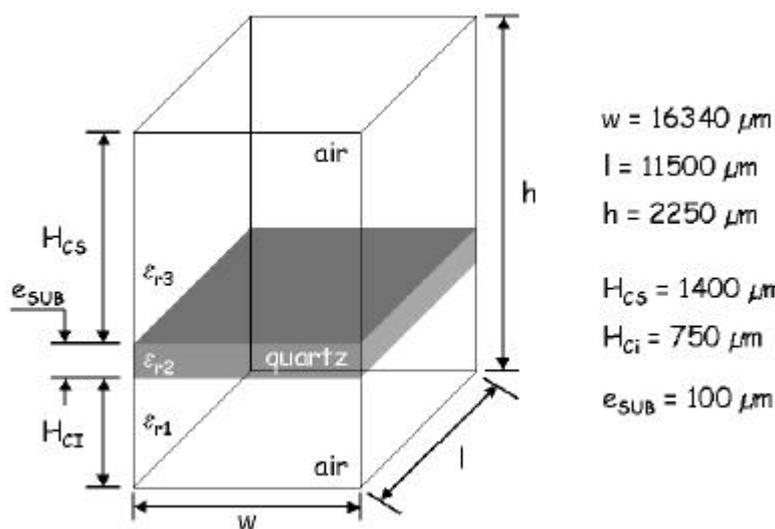


Figure III.34 : Dimensionnement de la cavité parallélépipédique

A partir d'un calcul analytique et de simulations effectuées avec les logiciels MOMENTUM et EMXD, nous avons déterminé les modes propagés par le boîtier autour de

la bande de fréquence d'étude. La fréquence de coupure de ces modes, ainsi que leur isolation par rapport à la fréquence centrale d'étude sont regroupées dans le tableau III-3.

		Analytique	Momentum	EMXD
Mode TE₁₁₀	Fréquence de coupure f_c (GHz)	15,68	15,67	15,67
	Isolation / f_0 (GHz)	3,02	3,03	3,03
Mode TE₂₁₀	Fréquence de coupure f_c (GHz)	22,15	22,13	22,13
	Isolation / f_0 (GHz)	3,45	3,43	3,43

Tableau III-3 : Modes de boîtier en dehors de la bande de fréquence d'étude

Le calcul analytique a été réalisé à partir de la formule III-18. Les simulations des boîtiers avec Momentum et EMXD ont été effectuées en tenant compte du substrat. La méthode des éléments finis a permis de simuler le boîtier en oscillations libres en trois dimensions. Avec Momentum, le boîtier a été simulé en oscillation forcée, pour cela deux bouts de ligne de longueur et de largeur quelconques sont positionnés sur deux faces opposées du boîtier. Ensuite, un port d'excitation est ajouté sur chaque ligne afin que Momentum calcule les modes de résonance du boîtier.

Les dimensions de la cavité choisie offrent une isolation fréquentielle suffisante.

III.5.3. DIMENSIONS DU RESONATEUR

En adoptant les hauteurs de cavités supérieure et inférieure définies auparavant, les dimensions du résonateur patch à fentes sont alors (figure III.35).

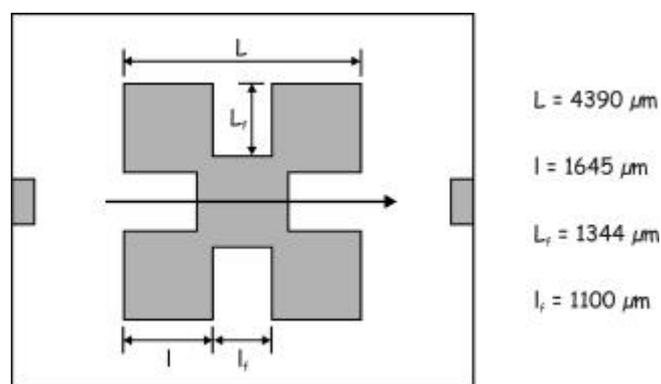


Figure III.35 : Dimensions du résonateur patch à fentes

Le résonateur patch a été simulé dans un boîtier avec les accès fortement découplés. La simulation a été effectuée avec Momentum.

III.5.4. PERFORMANCES DU RESONATEUR

Nous avons déterminé les performances électriques du résonateur patch à fentes par le calcul de son facteur de qualité à vide, en utilisant le logiciel Momentum (Méthode des Moments) et la méthode des éléments finis (EMXD).

La structure simulée est celle du substrat de quartz suspendu dans la cavité métallique parallélépipédique dont les hauteurs des cavités sous le substrat et au-dessus du substrat sont respectivement 750 microns et 1 400 microns. L'épaisseur du substrat de quartz est de 100 μm avec une permittivité relative de 3,78 dont la tangente des pertes est 10^{-4} .

Les pertes métalliques imposées sur la métallisation du circuit, ainsi que sur les parois du boîtier, sont définies par la conductivité de l'or, $\sigma_{\text{or}} = 2,9 \cdot 10^7 \text{ S.m}^{-1}$.

Sous Momentum, une simulation en transmission du résonateur élémentaire couplé à deux lignes d'excitation, permet de déterminer la largeur de bande fréquentielle à -3 dB de la courbe de résonance. Nous pouvons alors déduire le coefficient de surtension en charge du résonateur par la relation suivante :

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{-3 \text{ dB}}}$$

Le coefficient de surtension à vide, ou facteur de qualité, est ensuite déduit de la simulation du S_{21} par la relation suivante :

$$Q_0 = Q_L \cdot \frac{1}{1 - |S_{21}|_{\text{max}}}$$

où Q_0 est le coefficient de surtension à vide ou facteur de qualité à vide

Q_L est le coefficient de surtension en charge

$|S_{21}|_{\text{max}}$ est le module de S_{21} ou maximum du pic de résonance

Sous le logiciel 3D des éléments finis EMXD, le calcul de la structure globale est effectué en Oscillations Libres. Cela signifie que le résonateur patch à fentes est simulé dans la cavité métallique parallélépipédique sans systèmes d'excitation.

En imposant des pertes métalliques sur les métallisations du circuit, ainsi que sur le boîtier et des pertes diélectriques dans le substrat de quartz, le logiciel EMXD détermine la fréquence complexe $f' + j f''$ du mode se propageant sur le résonateur. Les pertes métalliques sont caractérisées par la conductivité de l'or ($\sigma = 2,9.10^7 \text{ S.m}^{-1}$) et les pertes diélectriques par la tangente des pertes du quartz qui est $\text{tg}\delta = 10^{-4}$.

Le facteur de qualité à vide du résonateur est alors déterminé par la relation suivante :

$$Q_0 = \frac{f'}{2f''}$$

Nous avons rassemblé, dans le tableau III-4, les facteurs de qualité à vide théoriques.

	EMXD	MOMENTUM
Q_0	390	395

Tableau III-4 : Facteurs de qualité à vide théoriques du résonateur patch à fentes

Suivant les deux méthodes de calcul, les facteurs de qualité à vide sont similaires. De plus, la valeur du facteur de qualité à vide trouvée avec les hauteurs de cavités choisies, permet de satisfaire à la contrainte de dynamique de la réponse en transmission du filtre. En effet, un facteur de qualité à vide de 257 est suffisant pour vérifier cette contrainte.

Nous allons aborder, dans la partie suivante, les différentes études de couplages nécessaires à la conception du filtre passe-bande à quatre pôles pseudo-elliptiques.

III.6 ETUDE DES COEFFICIENTS DE COUPLAGES DES RESONATEURS BIMODES

Cette partie sera consacrée au calcul des divers coefficients de couplages entre les résonateurs qui permettent de vérifier la matrice de couplage du gabarit de filtrage. En parallèle, nous décrirons le cheminement permettant le réglage du filtre.

III.6.1. CALCUL DU COUPLAGE DIRECT INTER-RESONATEURS

La première étape de la conception est l'étude du coefficient de couplage direct entre deux résonateurs patchs à fentes. Le coefficient de couplage à atteindre est le k_{14} de la matrice de couplage. Pour cela, sous Momentum, nous allons faire varier la distance inter-résonateurs "d" jusqu'à atteindre la valeur du couplage désirée. La simulation est effectuée en découplant fortement les résonateurs et en insérant le circuit dans le boîtier dont les dimensions ont été déterminées auparavant (figure III.36).

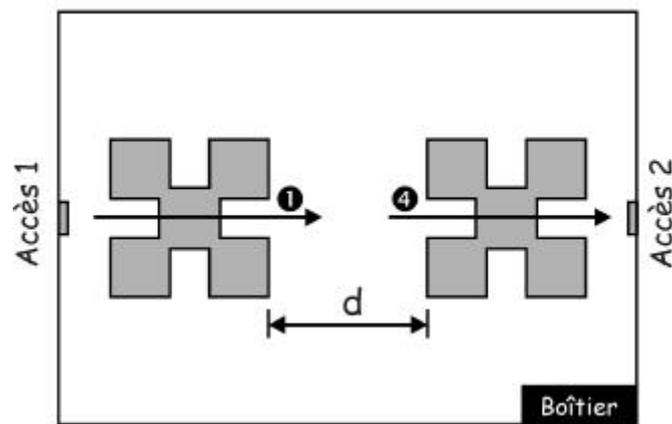


Figure III.36 : Détermination de la distance de couplage inter-résonateurs

Nous présentons, sur la figure III.37, l'évolution des coefficients de couplages des modes excités par les lignes d'accès en fonction de la distance inter-résonateurs.

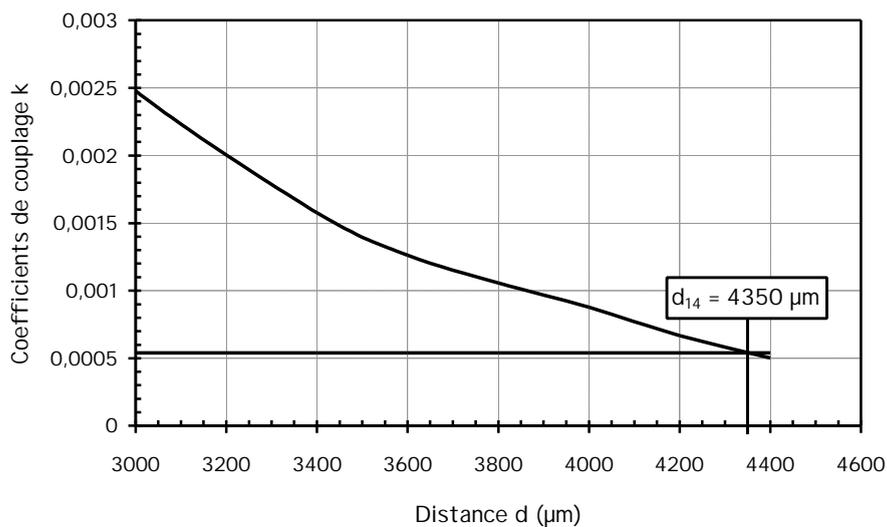


Figure III.37 : Evolution des coefficients de couplages suivant la distance inter-résonateurs

La distance inter-résonateurs "d" nécessaire pour satisfaire le coefficient de couplage direct k_{14} est de 4 350 μm .

III.6.2. CALCUL DU COUPLAGE INDIRECT

La seconde étape de réglage du filtre passe-bande pseudo-elliptique à quatre pôles et deux zéros de transmission est d'obtenir le coefficient de couplage négatif de la matrice, c'est à dire k_{23} dont la valeur est $-6,1 \cdot 10^{-3}$.

La réalisation du signe négatif est effectuée par la ligne de rétrocouplage de longueur $\frac{5\lambda_g}{4}$. La valeur du couplage est ajustée grâce au gap entre la ligne de rétrocouplage et les résonateurs, comme montré figure III.38.

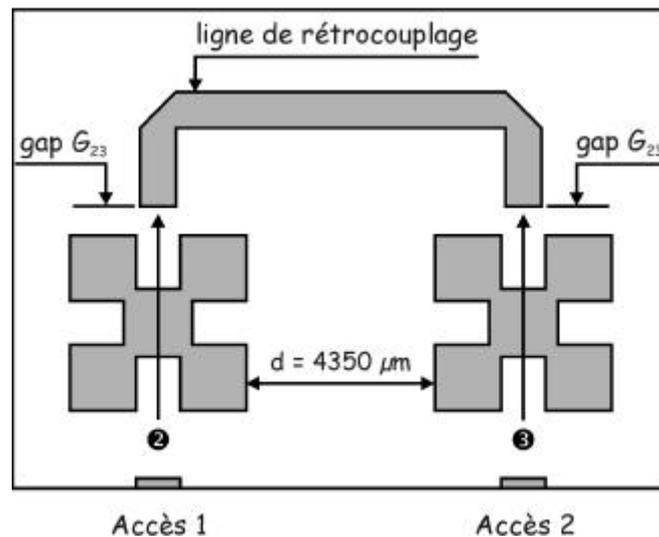


Figure III.38 : Détermination du coefficient de couplage indirect k_{23}

La courbe représentant les variations du coefficient de couplage indirect suivant la valeur du gap séparant la ligne de rétrocouplage des résonateurs est montrée figure III.39.

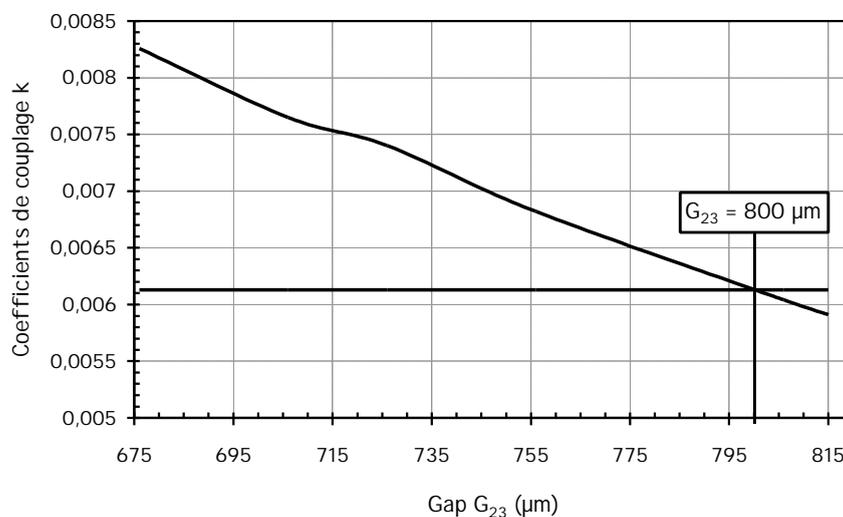


Figure III.39 : Evolution du coefficient de couplage indirect suivant le gap G_{23}

Le gap entre la ligne de rétrocouplage et les résonateurs permettant de réaliser le coefficient de couplage k_{23} de la matrice est de $800 \mu\text{m}$.

III.6.3. CALCUL DU COUPLAGE MIXTE

Le couplage mixte correspond au couplage des deux modes orthogonaux présents sur le résonateur patch à fentes, et est défini par les coefficients k_{12} et k_{34} de la matrice de couplage.

Le couplage des deux modes orthogonaux d'un même résonateur est réalisé par l'ajout d'une perturbation, ici de forme carrée, sur un coin du résonateur (figure III.40).

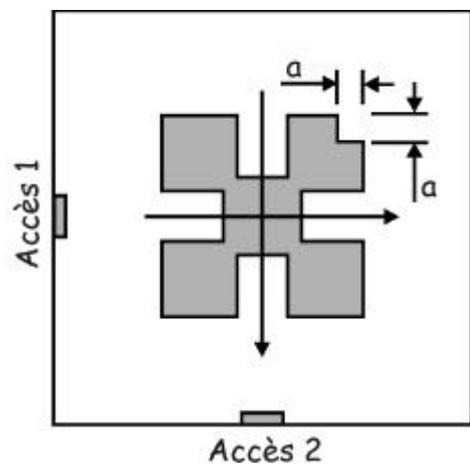


Figure III.40 : Détermination du couplage mixte

La valeur du couplage mixte est ajustée selon les dimensions de la perturbation caractérisée par "a" comme le montre la figure III.41.

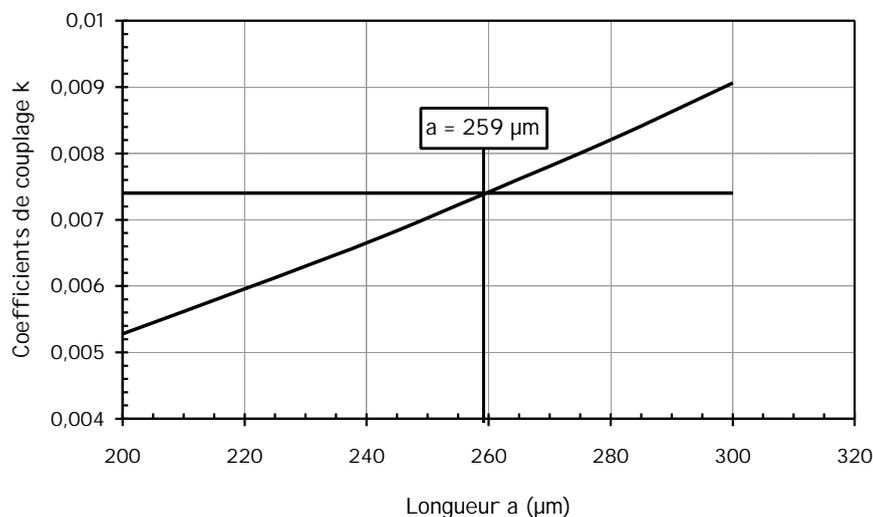


Figure III.41 : Evolution du couplage mixte selon les dimensions de la perturbation

Les couplages mixtes k_{12} et k_{34} de valeur $7,4 \cdot 10^{-3}$ sont réalisés pour une encoche de dimensions 259 microns x 259 microns.

III.6.4. CALCUL DU COUPLAGE ENTREE / SORTIE

Le résonateur patch à fentes est excité par une ligne dont la largeur W correspond à une impédance caractéristique de 50Ω (figure III.42). Le calcul de la largeur W a été effectué avec le logiciel Linecalc (Agilent) pour une ligne déposée sur un substrat de quartz d'épaisseur 100 microns et de permittivité relative 3,78.

Les hauteurs des cavités supérieure et inférieure sont de 1 400 microns et 750 microns respectivement. La structure globale impose à la ligne de posséder une largeur W de 2 900 microns pour être adaptée à 50Ω .

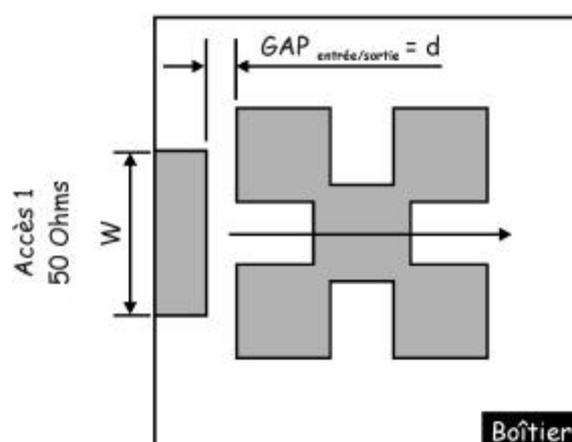


Figure III.42 : Structure étudiée pour le couplage d'entrée

Le calcul du coefficient de couplage entrée / sortie, simulé sous Momentum (Agilent), est réalisé à partir de la réponse en phase du coefficient de réflexion S_{11} dans le plan d'accès, comme on l'a défini dans la partie II.1.1 du chapitre II.

L'évolution du coefficient de surtension extérieur (Q_{ext}) suivant le gap entre le résonateur et la ligne d'excitation est montrée en figure III.43 :

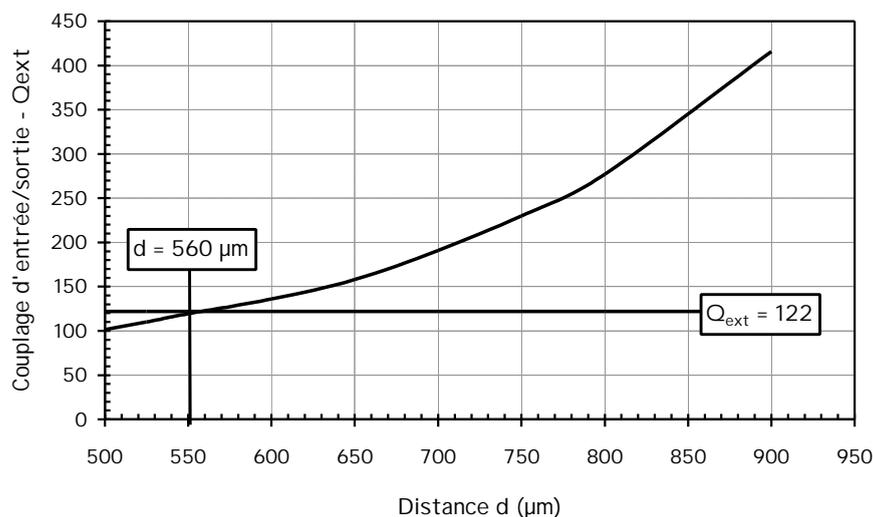


Figure III.43 : Evolution du facteur de qualité extérieur du résonateur patch à fentes couplé par une ligne en fonction du gap

Le facteur de surtension extérieur de 122 issu de la matrice des coefficients de couplages du filtre est atteint pour un gap de 560 µm entre la ligne d'excitation et le résonateur.

III.7 SYNTHÈSE ET RÉALISATION DU FILTRE PASSE-BANDE PSEUDO-ELLIPTIQUE

Le filtre passe-bande pseudo-elliptique à quatre pôles et deux zéros de transmission a été simulé sous Momentum (Agilent) sur un substrat de quartz de permittivité 3,78 ($\tan\delta = 10^{-4}$) et d'épaisseur 100 microns, suspendu dans une cavité métallique parallélépipédique de dimensions 16,34 x 11,5 x 2,25 mm³.

Les hauteurs des cavités présentes sous et au-dessus du substrat de quartz, sont respectivement de 750 microns et 1 400 microns.

Une optimisation des dimensions de couplages par rapport à celles déterminées dans la partie précédente a permis d'obtenir les dimensions finales des différentes distances de couplages comme montré figure III.44.

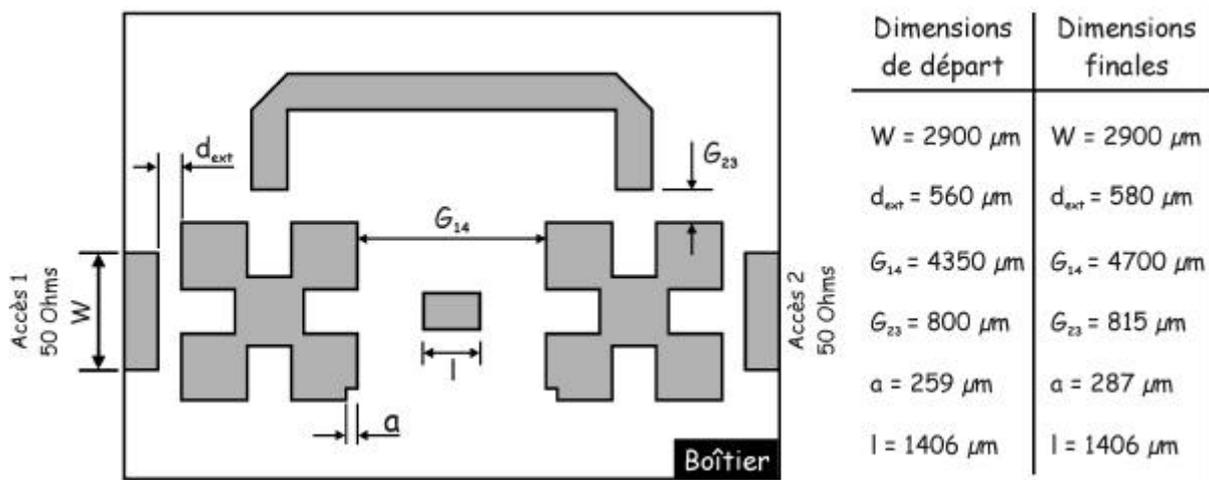


Figure III.44 : Dimensions du filtre 4 pôles sur substrat suspendu

L'ajout d'une ligne de largeur 900 microns et de longueur l entre les deux résonateurs patch permet d'ajuster la position des zéros de transmission et donc, de régler aisément la bande passante à -40 dB.

La figure III.45 montre les réponses en transmission et en réflexion du filtre simulé avec et sans pertes par Momentum.

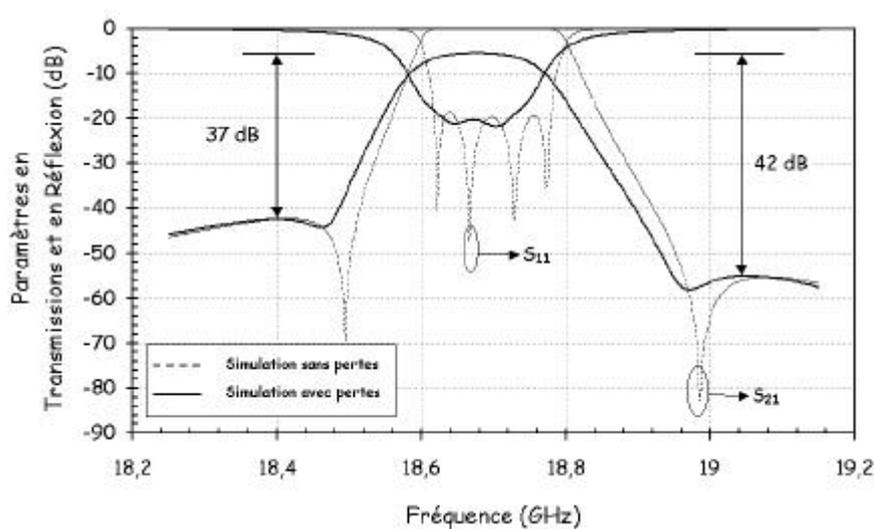


Figure III.45 : Performances du filtre passe-bande pseudo-elliptique à 4 pôles

On constate un léger décalage en fréquence (0,12 %) de la réponse du filtre lorsqu'on ajoute les pertes dans la structure. Le niveau du TOS dans la bande passante atteint -20 dB. Le niveau des pertes d'insertions à la fréquence centrale est de -5,5 dB, ce qui impose une

dynamique de 37 dB aux fréquences inférieures et 42 dB aux fréquences supérieures à la fréquence centrale.

La dynamique de la réponse en transmission est suffisante, car les contraintes radiométriques imposent en réalité une dynamique comprise entre 35 et 40 dB. Nous avons développé un filtre avec une dynamique supérieure à 40 dB en théorie sachant qu'en pratique, la réponse du filtre sera plus ou moins dégradée et par conséquent, la dynamique de la réponse en transmission diminuée.

III.8 RESULTATS EXPERIMENTAUX

III.8.1. IDENTIFICATION DES MODES DE BOITIER

L'assemblage du circuit dans le boîtier a été réalisé par la société ASTRIUM situé à Vélizy (figure III.46). Les dimensions du circuit sont alors de 40 x 22,5 x 12 mm, alors que les dimensions du circuit simulé sont de 16,34 x 11,5 x 2,25 mm.

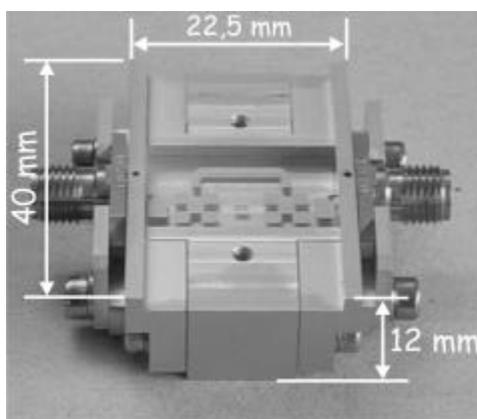


Figure III.46 : Mise en boîtier du filtre

Les mesures du filtre ont été effectuées à l'IRCOM. Tout d'abord, le dispositif a été mesuré sans calibration des connecteurs K sur une large bande fréquentielle afin d'identifier les modes de boîtier présents. La réponse en transmission du filtre passe-bande pseudo-elliptique dans la bande 10 – 30 GHz est représentée figure III.47.

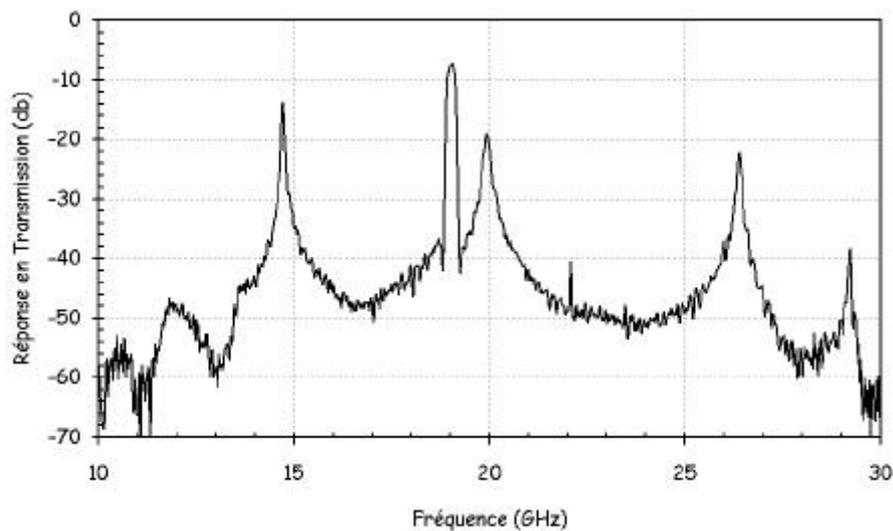


Figure III.47 : Mesure large bande et sans calibration du filtre

La mesure montre un décalage fréquentiel du filtre ainsi que des résonances de boîtier. La fréquence centrale du filtre se situe à 19,04 GHz et les modes de résonance du boîtier sont présents à des fréquences plus basses que celles prévues par la théorie. Lors de la réalisation du circuit, la longueur du boîtier a été augmentée afin que les lignes microrubans d'excitation ne soient pas en contact avec les parois latérales du boîtier. La largeur du boîtier a été augmentée de 200 μm afin de laisser un jeu nécessaire pour pouvoir positionner correctement le substrat dans la cavité. Par conséquent, les dimensions réelles de la cavité sont 18,7 x 11,9 x 2,25 mm. A partir de ces dimensions, nous avons déterminé analytiquement les fréquences de résonance des modes du boîtier, que nous avons comparé avec celles mesurées (figure III.47) dans le tableau III-5.

Modes	Fréquences de résonance des modes de boîtier (GHz)		
	Théorie		Mesures
	Cavité simulée 16,34 x 11,5 x 2,25 mm	Cavité réalisée 18,7 x 11,8 x 2,25 mm	
TE ₁₁₀	15,68	14,69	14,72
TE ₂₁₀	22,15	20,06	19,95
TE ₁₂₀	27,2	26,01	26,4
TE ₃₁₀	29,97	26,71	
TE ₂₂₀	31,37	29,39	29,25

Tableau III-5 : Nomenclature des modes de boîtier

Un contrôle dimensionnel des hauteurs des cavités n'a pas pu être effectué par nos soins, l'écart entre les fréquences de résonance des modes du boîtier théoriques et mesurées doit être lié à des hauteurs de cavités non respectées lors de l'usinage.

III.8.2. MESURES DU FILTRE PASSE-BANDE PSEUDO-ELLIPTIQUE

Les mesures du filtre passe-bande pseudo-elliptique ont été effectuées à l'IRCOM. Le calibrage de la mesure a nécessité l'emploi du kit de calibrage 85058A de la société Hewett Packard pour des connecteurs K de longueur 2,4 mm, le circuit a été mesuré avec l'analyseur vectoriel HP 8510A.

Les réponses en transmission, puis en réflexion, du filtre simulé et mesuré sont représentées sur les figures III.48 et III.49.

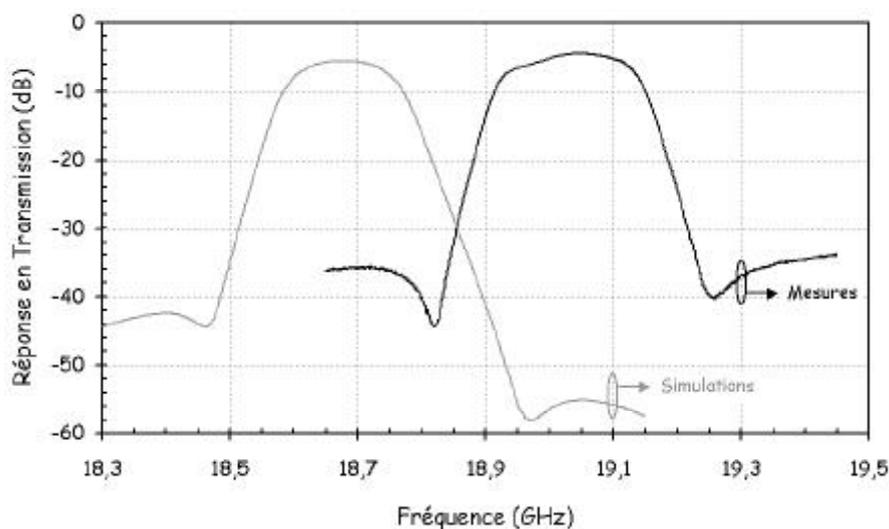


Figure III.48 : Réponse en transmission du filtre sur substrat suspendu

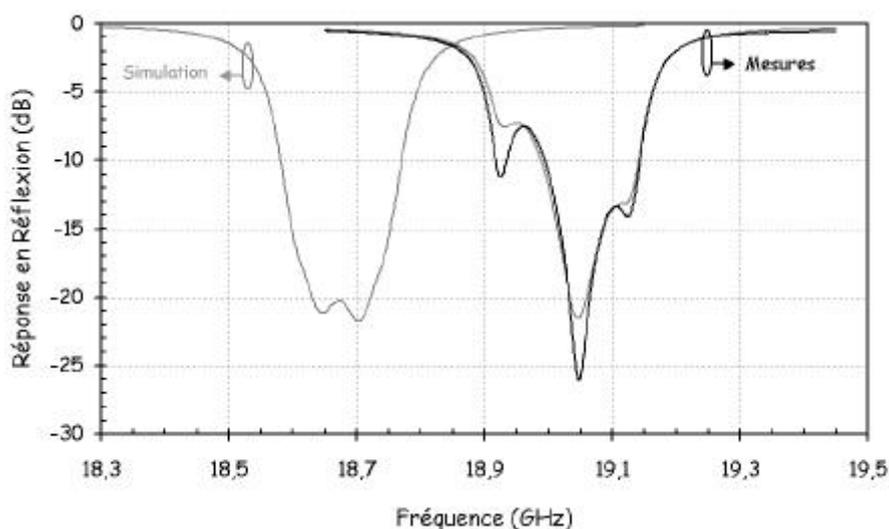


Figure III.49 : Réponses en réflexion du filtre sur substrat suspendu

Les différents paramètres des réponses simulées et mesurées du filtre sont regroupés dans le tableau III-6.

Paramètres	Simulations	Mesures
Fréquence centrale f_0 (GHz)	18,68	19,04 (1,93 %)
Pertes d'insertions (dB)	5,53	4,5
Niveau du TOS dans la bande passante (dB)	-15	-7,3
Bande passante à -3 dB (MHz)	171,2	206
Bande passante à -40 dB (MHz)	471,3	433*
Dynamique gauche (dB)	39,7	31,5
Dynamique droite (dB)	55,4	31,6

*bande passante mesurée entre les deux zéros de transmission

Tableau III-6 : Comparatif simulations – mesures des différents paramètres du filtre

La mesure du filtre montre un décalage de la fréquence centrale de l'ordre de 2 % vers les hautes fréquences. De plus, les bandes passantes mesurées sont plus grandes que celles du filtre simulé, ce qui signifie que les couplages réels sont bien plus forts qu'en théorie. Si l'on se réfère à l'étude menée dans le chapitre II, sur l'influence des hauteurs de cavités sur les coefficients de couplages, cela laisserait à penser que les hauteurs des cavités usinées sont plus grandes que celles simulées. De plus, dans le chapitre II, nous avons constaté l'accroissement du facteur de qualité à vide d'un résonateur lorsque les hauteurs des cavités augmentent. C'est pourquoi les pertes d'insertions mesurées sont plus faibles qu'en simulation, comme nous pouvons le voir en traçant le $1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2$ sur la figure III.50.

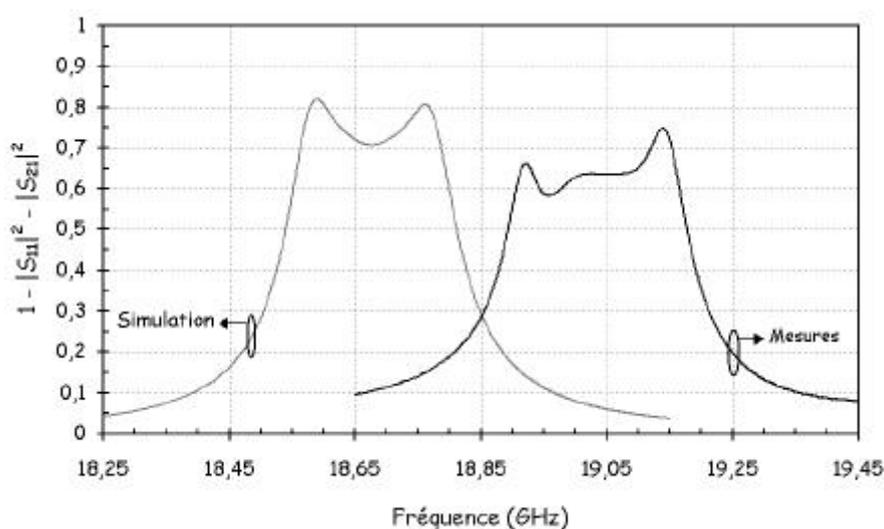


Figure III.50 : Représentation des pertes du filtre

Les deux pics représentent les fréquences de coupures basses et hautes du filtre. Le niveau des pertes hors bande est faible et correspond aux pertes des connecteurs K que le constructeur estime à 0,6 dB par connecteur.

Dans une dernière partie, nous allons effectuer des rétro-simulations afin d'expliquer le décalage fréquentiel et le niveau des pertes d'insertions du filtre mesuré.

III.8.3. EXPLICATION DES MESURES A PARTIR DE RETRO-SIMULATION

Dans cette partie, nous allons, à partir de rétro-simulations, mesurer l'incidence des différents paramètres géométriques de la structure sur la réponse du filtre. Dans un premier temps, l'influence des hauteurs de capots sera étudiée.

- Influence des hauteurs des capots sur la réponse du filtre

Des tolérances de $\pm 100 \mu\text{m}$ ont été appliquées sur les hauteurs des cavités supérieure et inférieure. Les réponses en réflexion et en transmission tenant compte de ces modifications sont représentées figure III.51.

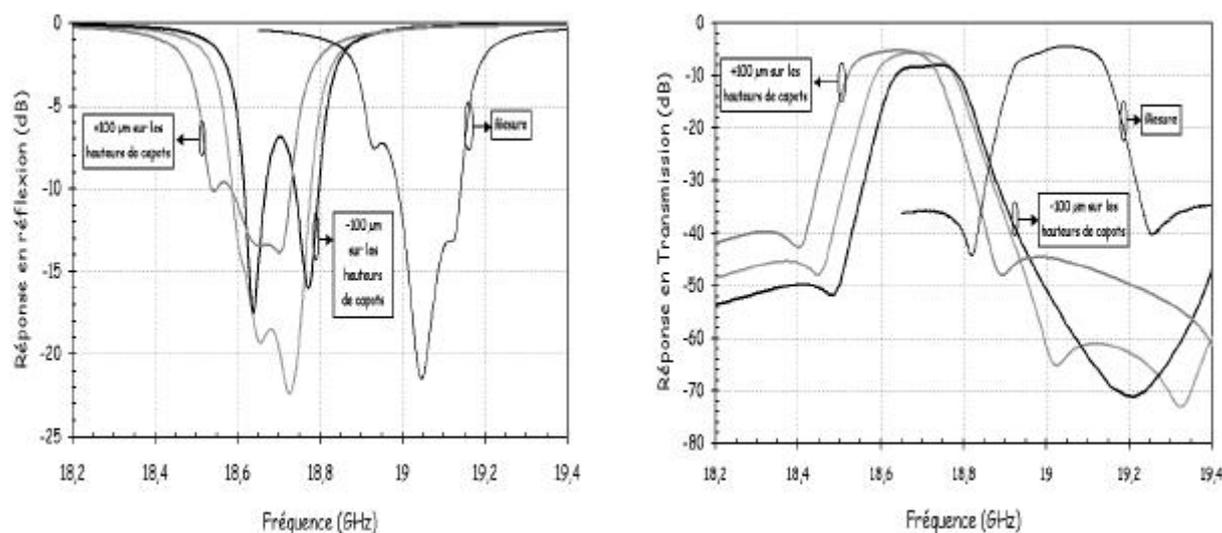


Figure III.51 : Simulations du filtre suivant différentes hauteurs de capots

L'évolution des différents paramètres des réponses simulées du filtre en fonction des différentes hauteurs de capots est visible dans le tableau III-7.

Paramètres	Différentes hauteurs de capots simulées		
	1 300 μm	1 400 μm	1 500 μm
Hauteur du capot supérieur	1 300 μm	1 400 μm	1 500 μm
Hauteur du capot inférieur	650 μm	750 μm	850 μm
Fréquence centrale	18,7 GHz	18,68 GHz	18,63 GHz
Pertes d'insertions dans la bande passante	-8,3 dB	-5,53 dB	-5,14 dB
Niveau du TOS dans la bande passante	-6,86 dB	-15 dB	-9,6 dB
Bande passante à -3 dB	170,8 MHz	171,2 MHz	197,5 MHz
Bande passante à -40 dB	476 MHz	471,3 MHz	perte du zéro de transmission droit
Dynamique gauche	41,4 dB	39,7 dB	34,5 dB
Dynamique droite	/	55,4 dB	39,3 dB

Tableau III-7

Nous pouvons remarquer la montée en fréquence de la réponse du filtre lorsque les hauteurs des capots diminuent. De plus, lorsque les hauteurs des cavités supérieure et inférieure diminuent, les coefficients de couplages de la structure décroissent, c'est pourquoi la bande passante à -3 dB chute de 190 MHz à 174 MHz pour une diminution de 100 μm des hauteurs de capots. Comme le filtre idéal est à 1 % de bande, il est normal, lorsque la bande passante diminue, que le filtre présente des pertes d'insertions plus importantes.

Dans une prochaine étape, l'influence de l'épaisseur du substrat sur la réponse du filtre sera étudiée.

- Influence de l'épaisseur du substrat sur la réponse du filtre

Des tolérances de $\pm 10 \mu\text{m}$ ont été appliquées sur l'épaisseur du substrat de quartz, les hauteurs des cavités supérieure et inférieure sont respectivement de 1 400 μm et 750 μm .

Les évolutions des réponses en réflexion et en transmission en fonction de l'épaisseur du substrat de quartz sont représentées sur la figure III.52.

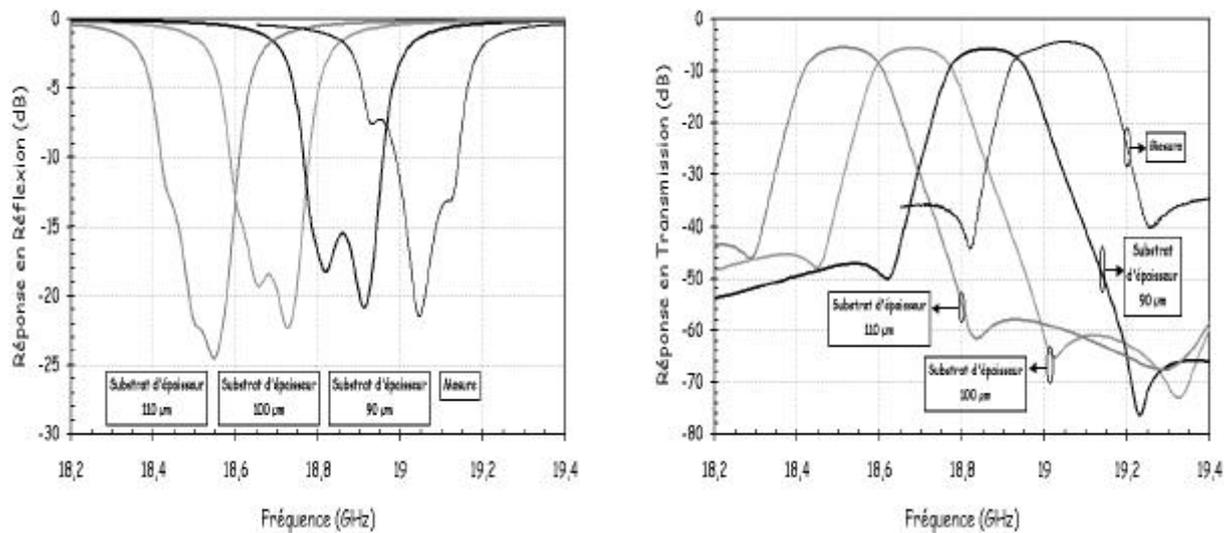


Figure III.52 : Réponses du filtre en fonction de l'épaisseur du substrat

Les variations des différents paramètres caractérisant les réponses du filtre en fonction de l'épaisseur du substrat sont regroupées dans le tableau III-8.

Epaisseur du substrat	Fréquence centrale	Pertes d'insertion	Niveau du TOS	Bande passante à -3 dB	Bande passante à -40 dB	Dynamique gauche	Dynamique droite
90 µm	18,86 GHz	-5,7	-15,5 dB	170,3 MHz	480 MHz	41,5 dB	60 dB
100 µm	18,68 GHz	-5,53	-15 dB	171,2 MHz	471,3 MHz	39,7 dB	55,4 dB
110 µm	18,51 GHz	-5,4	-13,7 dB	172,3 MHz	468 MHz	38 dB	52,4 dB

Tableau III-8

L'épaisseur du substrat de quartz est un paramètre important qui favorise un décalage significatif de la fréquence centrale du filtre. En effet, lorsque l'épaisseur du substrat de quartz diminue de 10 µm, la réponse du filtre subit un décalage de sa fréquence centrale de 0,96 % vers les hautes fréquences et de 0,91 % vers les basses fréquences lorsque l'épaisseur du substrat de quartz passe de 100 µm à 110 µm. Le décalage en fréquence de la réponse du filtre pourrait s'expliquer par une épaisseur de substrat plus faible que celle simulée. On peut remarquer que l'épaisseur du substrat à ± 10 µm joue fortement sur la largeur de la bande passante à -3 dB du filtre.

Un dernier paramètre à étudier est la sous et sur-gravure du circuit.

- Influence de la sous-gravure ainsi que de la sur-gravure du circuit

Afin d'étudier l'influence de ce phénomène sur la réponse du circuit, nous allons imposer des tolérances de $\pm 5 \mu\text{m}$ sur les différentes dimensions du circuit. Les réponses en réflexion et en transmission du filtre simulées, en tenant compte de ces tolérances dimensionnelles sont représentées sur la figure III.53.

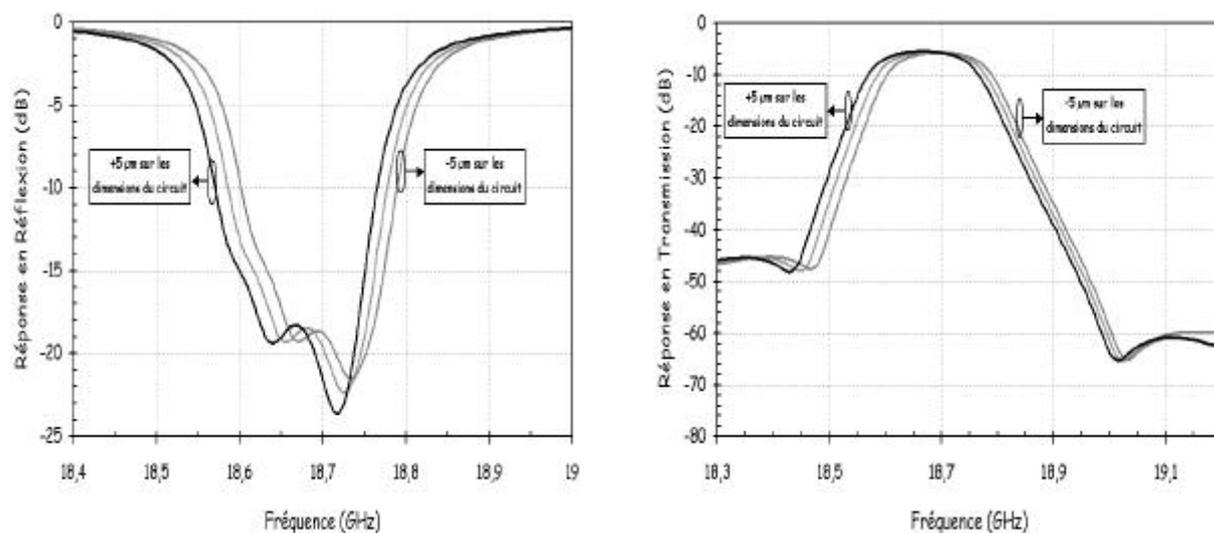


Figure III.53 : Réponses du filtre en fonction des tolérances dimensionnelles du circuit

Les variations des différents paramètres des réponses du filtre suivant les tolérances dimensionnelles du circuit sont regroupées dans le tableau III-9.

Variation sur les dimensions du circuit	Fréquence centrale	Pertes d'insertion	Niveau du TOS	Bande passante à -3 dB	Bande passante à -40 dB	Dynamique gauche	Dynamique droite
-5 μm	18,7 GHz	-5,65 dB	-14,7 dB	167,4 MHz	464 MHz	39,5 dB	54,1 dB
0 μm	18,68 GHz	-5,53 dB	-15 dB	171,2 MHz	471,3 MHz	39,7 dB	55,4 dB
+5 μm	18,66 GHz	-5,42 dB	-15,1 dB	174,7 MHz	481,5 MHz	39,9 dB	55,4 dB

Tableau III-9

Une variation de ± 5 microns sur les dimensions du circuit ne procure qu'un léger décalage en fréquence de la réponse du filtre. De plus, la bande passante à -3 dB évolue très peu mais suffisamment pour que les pertes d'insertions oscillent entre $\pm 0,1$ dB suivant les tolérances dimensionnelles appliquées.

III.8.4. DISCUSSION SUR LES MESURES

Comme on a pu le constater, les mesures du filtre ne sont pas en accord avec les simulations effectuées sous Momentum. D'après les résultats des rétro-simulations, on peut supposer d'une part, que l'épaisseur du substrat de quartz est plus faible que celle simulée, ce qui a décalé la réponse du filtre vers les hautes fréquences. D'autre part, les hauteurs des cavités usinées doivent être plus grande qu'en théorie, c'est pourquoi la bande passante à -3 dB, en mesure, est plus large et que le filtre présente moins de pertes qu'en simulation.

Un contrôle dimensionnel de la structure permettrait de vérifier cela. Les contraintes technologiques de réalisation des filtres sur substrat suspendu sont tellement importantes qu'il est difficile de concevoir un circuit avec les côtes simulées et cela parce que les tolérances de conception sont trop grandes.

IV. FILTRE PASSE-BANDE 4 POLES PSEUDO-ELLIPTIQUE EN BANDE KA

Nous allons aborder dans cette partie, la conception d'un filtre passe-bande pseudo-elliptique à la fréquence centrale de 36,5 GHz devant satisfaire certaines contraintes de filtrage.

IV.1 CAHIER DES CHARGES DU FILTRE

Le gabarit de filtrage imposé par les applications radiométriques en bande Ka doit vérifier les contraintes suivantes :

- ↯ fréquence centrale $f_0 = 36,5$ GHz
- ↯ bande passante à $-2,5$ dB = 900 MHz
- ↯ bande passante à -3 dB = 1 GHz (2,74 %)
- ↯ bande passante à -40 dB = 2 GHz
- ↯ ondulation dans la bande passante $< 0,1$ dB
- ↯ niveau de réjection hors bande < 40 dB par rapport au niveau de la réponse en transmission maximum

A partir de ces données, la synthèse réalisée grâce au logiciel FILCAV [96] (CNES) impose d'avoir :

- ↪ TOS dans la bande = -17 dB
- ↪ nombre de pôles = 4
- ↪ 2 zéros de transmission
- ↪ bande passante à équiondulation $\Delta f = 789,83$ MHz (2,16 %)

Pour ce filtre, la dynamique de la réponse en transmission doit être comprise entre 35 dB et 40 dB. Nous allons nous fixer comme objectif de réaliser une dynamique de 40 dB. Ainsi, en pratique, il sera plus facile d'atteindre une dynamique de 35 dB car les pertes du circuit vont fortement diminuer la dynamique.

IV.2 SYNTHÈSE DU FILTRE PASSE-BANDE PSEUDO-ELLIPTIQUE

La matrice des coefficients de couplages fournie par le logiciel de synthèse FILCAV, à partir du gabarit défini précédemment, est alors :

$$[k] = \begin{bmatrix} 0 & 0,019 & 0 & 0,0015 \\ 0,019 & 0 & -0,016 & 0 \\ 0 & -0,016 & 0 & 0,019 \\ 0,0015 & 0 & 0,019 & 0 \end{bmatrix}$$

Le coefficient de surtension externe calculé à partir de la résistance d'entrée / sortie ($R_{1,4} = 1,061$) a pour valeur : $Q_{\text{ext}} = 44$.

Les réponses idéales en transmission et en réflexion du circuit en éléments localisés équivalents analysé avec ADS (Agilent Eesof) sont représentées sur la figure III.54.

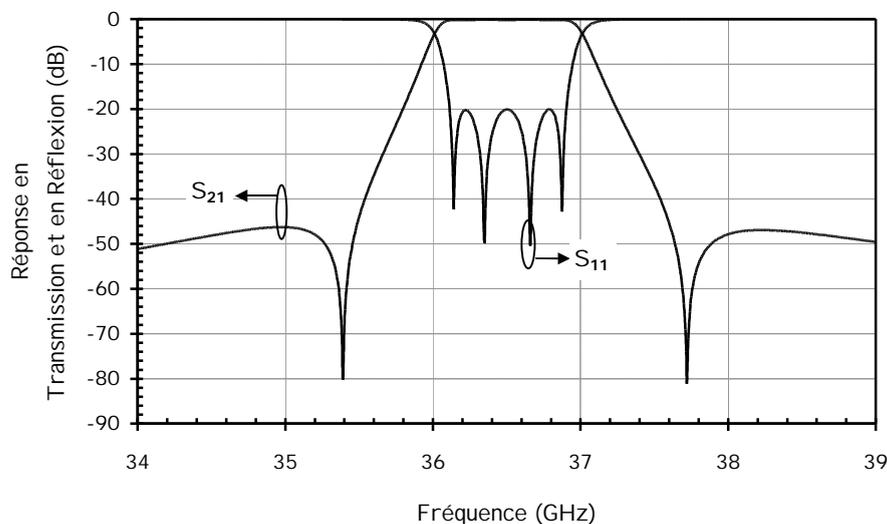


Figure III.54 : Réponses du filtre 4 pôles à partir du circuit équivalent sans pertes

IV.3 INFLUENCE DU COEFFICIENT DE SURTENSION A VIDE SUR LES CONTRAINTES DE FILTRAGE

Dans cette partie, nous allons déterminer le facteur de qualité à vide minimum que doit posséder un résonateur pour atteindre la réjection hors bande, ainsi que la dynamique imposée par les contraintes de filtrage.

La réjection hors bande du filtre idéal est de 550 MHz. La simulation du circuit en éléments localisés suivant le facteur de surtension à vide d'un résonateur permet de décrire l'évolution de la réjection hors bande comme le montre la figure III.55.

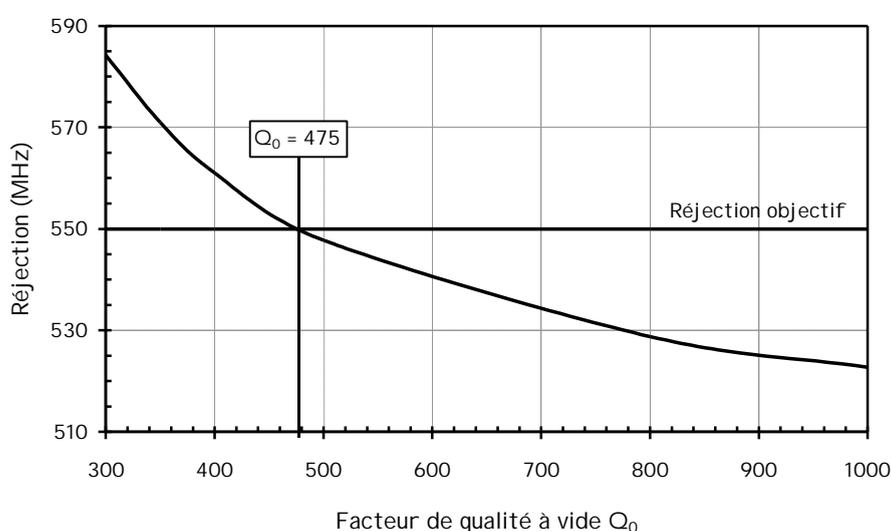


Figure III.55 : Réjection hors bande suivant le coefficient de surtension à vide d'un résonateur

Un résonateur dont le facteur de qualité à vide est de 475 permet d'atteindre la réjection objective de 550 MHz.

Cependant, le paramètre le plus important à satisfaire est la dynamique de la réponse en transmission du filtre qui doit être de 40 dB.

La figure III.56 montre la variation de la dynamique suivant la valeur du facteur de qualité à vide d'un résonateur.

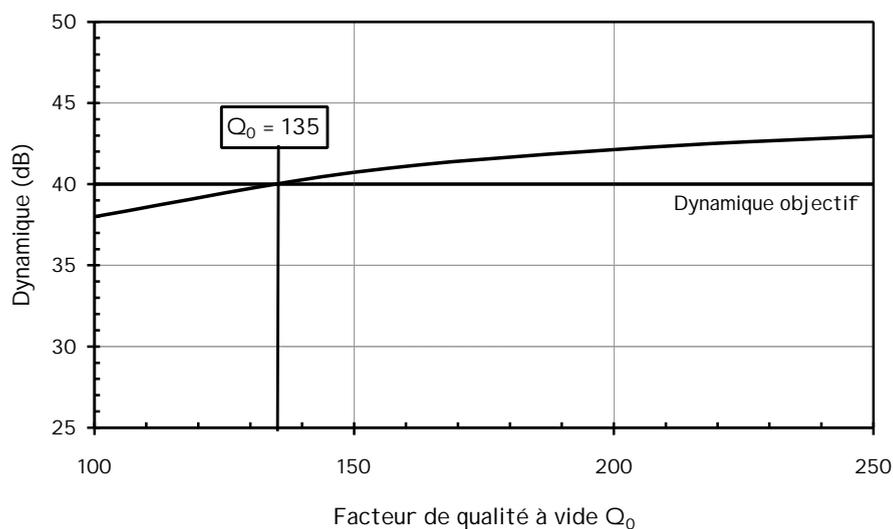


Figure III.56 : Evolution de la dynamique suivant le facteur de qualité à vide d'un résonateur

Un résonateur présentant un coefficient de surtension à vide minimum de 135 permettra d'atteindre la dynamique souhaitée. La partie suivante sera consacrée à l'optimisation des hauteurs des cavités afin de concevoir un filtre sur substrat suspendu ne présentant pas de modes de boîtier dans la bande de fréquence d'étude.

IV.4 CONCEPTION DU FILTRE AVEC LA TECHNOLOGIE DU SUBSTRAT SUSPENDU

Dans un premier temps, nous allons déterminer les dimensions du boîtier pour qu'il ne présente aucun mode de résonance dans la bande de fréquence d'étude.

IV.4.1. CALCUL DES DIMENSIONS DU BOITIER

L'étude présentée dans la partie III.5.2 a été reprise afin de déterminer les dimensions de la cavité.

Pour cela, le substrat utilisé lors des simulations est le quartz d'épaisseur 100 μm et de constante diélectrique 3,78. La topologie du filtre est la même qu'en bande K. Les dimensions des cavités supérieures (H_{CS}) et inférieures (H_{CI}) optimisées sous Momentum pour permettre l'ajout de la ligne de rétrocouplage sont respectivement 850 microns et 450 microns. Ces hauteurs de cavités imposent une distance inter-résonateurs de 2 200 microns, qui permet de

positionner la ligne de rétrocouplage, dont la longueur est 6 500 microns pour une largeur de 590 microns.

La distance inter-résonateurs fixe une longueur de cavité de 9 500 microns. Le tracé de l'abaque des modes de cavité suivant le rapport r ($r = \text{longueur de la cavité (W)} / \text{largeur de la cavité (l)}$), représenté sur la figure III.57 permet de déterminer la largeur de la cavité.

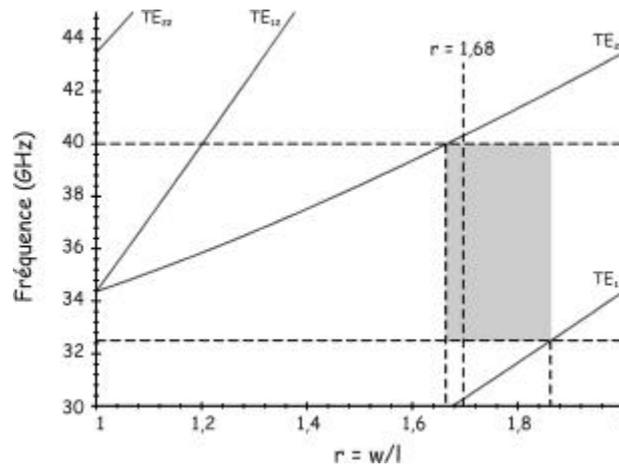


Figure III.57 : Abaque des modes de cavité

Nous avons fixé un rapport de 1,68 correspondant à une largeur de 5 650 μm , suffisant pour que l'influence du boîtier soit minimale sur la ligne de rétrocouplage. Les dimensions de la cavité dans laquelle sera simulé le filtre sont représentées figure III.58.

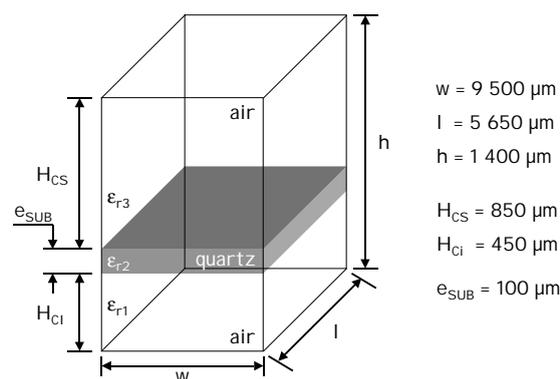


Figure III.58 : Dimensionnement du boîtier

Les modes de boîtier présents autour de la bande de fréquence d'étude sont regroupés dans le tableau III-10.

		Calcul analytique	Momentum	EMXD
Mode TE₁₁₀	Fréquence de coupure	30,8 GHz	30 GHz	27,8 GHz
	Isolation / f ₀	5,7 GHz	6,5 GHz	8,7 GHz
Mode TE₂₁₀	Fréquence de coupure	40,15 GHz	40,1 GHz	38,2 GHz
	Isolation / f ₀	3,65 GHz	3,6 GHz	1,7 GHz

Tableau III-10 : Modes de boîtier hors bande

Les dimensions de la cavité permettent une isolation fréquentielle suffisante.

IV.4.2. DIMENSIONS ET PERFORMANCES DU RESONATEUR

Le résonateur patch à fentes a été simulé sous Momentum (Agilent) en découplant fortement les accès.

Les dimensions du résonateur simulé dans un boîtier sont montrées figure III.59.

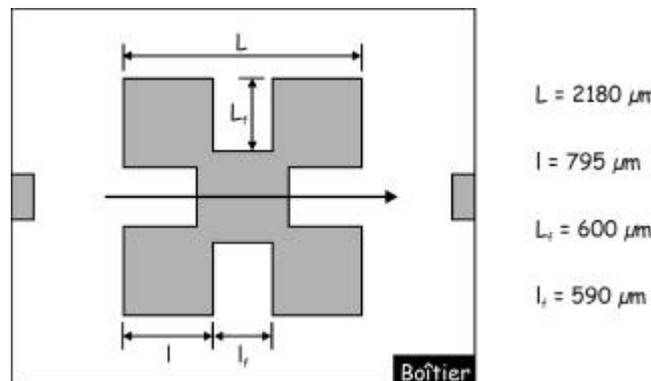


Figure III.59 : Dimensionnement du résonateur patch à fentes

Le facteur de surtension à vide du résonateur simulé sous EMXD et Momentum est montré dans le tableau III-11.

	EMXD	MOMENTUM
Q₀	395	334

Tableau III-11 : Facteurs de qualité à vide théorique du résonateur patch à fentes

La valeur du facteur de surtension théorique du résonateur avec les hauteurs de cavités adoptées est suffisante pour atteindre la dynamique désirée.

Les dimensions du boîtier, ainsi que celles du résonateur étant définies, nous allons étudier les différents couplages permettant la conception du filtre passe-bande pseudo-elliptique à 4 pôles.

IV.4.3. ETUDE DES COEFFICIENTS DE COUPLAGES

La synthèse du filtre a été réalisée à partir des différentes étapes présentées dans la partie III.6.

La première étape détermine la distance d permettant le couplage direct k_{14} de valeur $1,5 \cdot 10^{-3}$ (figure III.60).

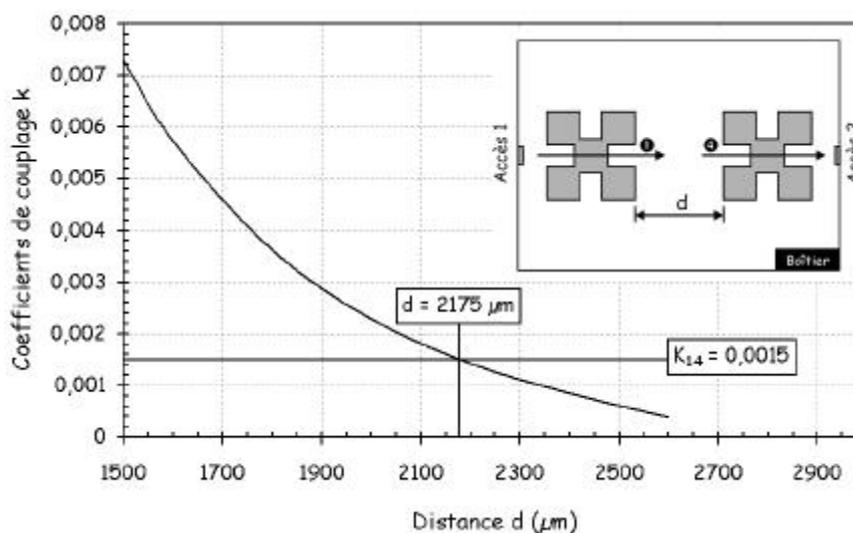


Figure III.60 : Evolution du couplage direct suivant la distance inter-résonateurs "d"

Un gap inter-résonateurs de 2 175 microns permet d'atteindre le couplage direct k_{14} .

Le coefficient de couplage k_{23} est calculé en faisant varier le gap situé entre la ligne de rétrocouplage et les résonateurs comme le montre la figure III.61.

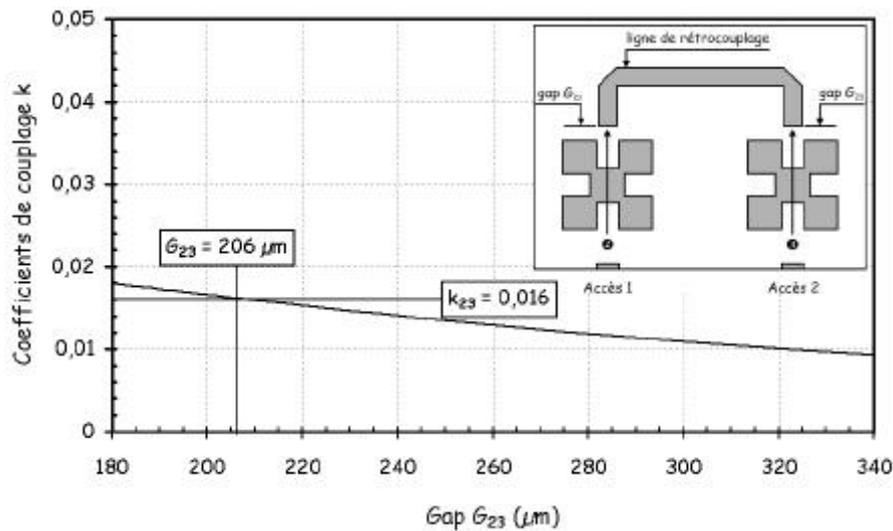


Figure III.61 : Evolution du couplage indirect suivant le gap G_{23}

La longueur de la ligne de rétrocouplage est de 6 500 microns avec une largeur de 590 microns. Le couplage indirect k_{23} de valeur $16 \cdot 10^{-3}$ est réalisé pour un gap G_{23} de 206 microns.

Les coefficients de couplage mixtes k_{12} et k_{34} sont ajustés en jouant sur les dimensions de l'encoche carrée de chaque résonateur comme le montre la figure III.62.

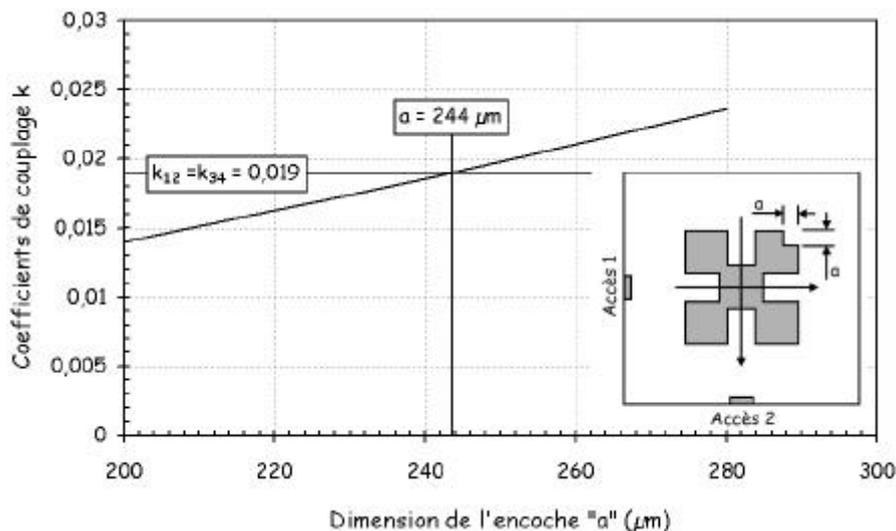


Figure III.62 : Evolution du couplage mixte suivant les dimensions de la perturbation

Les couplages mixtes k_{12} et k_{34} de valeurs $19 \cdot 10^{-3}$ sont réalisés pour une encoche carrée de dimensions 244 microns x 244 microns.

Le dernier paramètre issu de la synthèse est le facteur de surtension externe Q_{ext} de valeur 44. Le gap entre le résonateur et la ligne d'excitation permet d'atteindre cette valeur comme le montre la figure III.63.

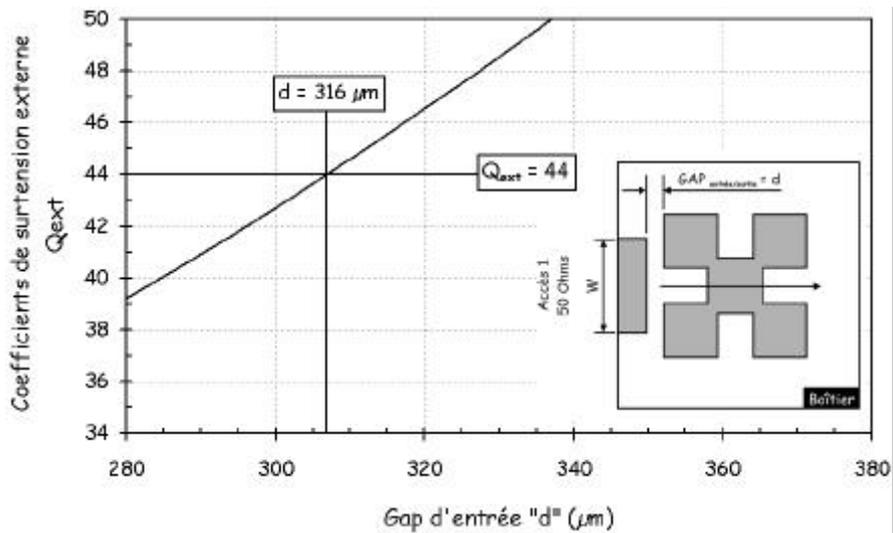
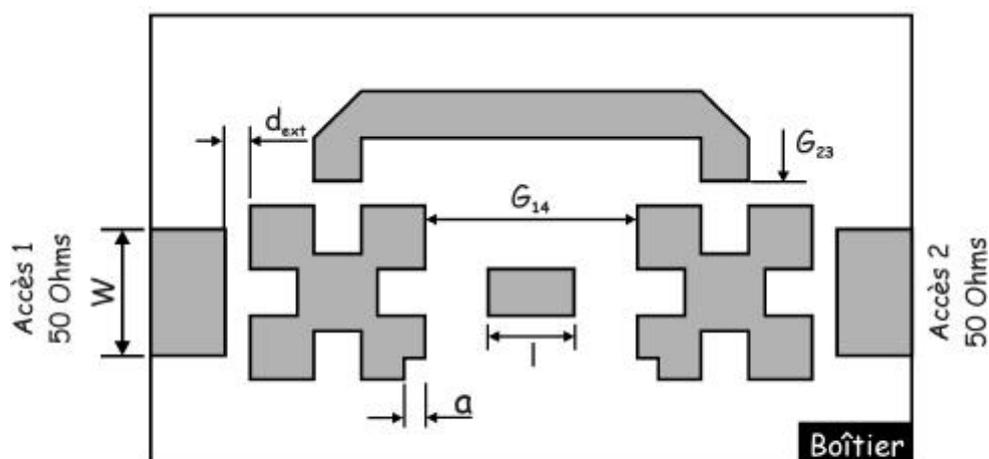


Figure III.63 : Evolution du coefficient de surtension externe suivant le gap d'entrée

Un gap d'entrée de 316 microns est nécessaire pour atteindre le coefficient de surtension externe issu de la synthèse du filtre.

IV.4.4. CONCEPTION DU FILTRE PASSE-BANDE A 4 POLES PSEUDO-ELLIPTIQUE

La synthèse effectuée précédemment a servi de point de départ à la conception du filtre. Cependant, une optimisation des dimensions réalisant les couplages a permis de déterminer les dimensions finales du filtre passe-bande pseudo-elliptique comme le montre la figure III.64.



$W = 1590 \mu\text{m}$	$l = 1070 \mu\text{m}$		
$d_{\text{ext}} = 310 \mu\text{m}$	$G_{14} = 2650 \mu\text{m}$	$G_{23} = 310 \mu\text{m}$	$a = 265 \mu\text{m}$
$Q_{\text{ext}} = 44$	$K_{14} = 0,0015$	$K_{23} = 0,016$	$K_{12} = K_{34} = 0,019$

Figure III.64 : Dimensions du filtre 4 pôles sur substrat suspendu

La figure III.65 montre les réponses simulées du filtre pseudo-elliptique à 4 pôles.

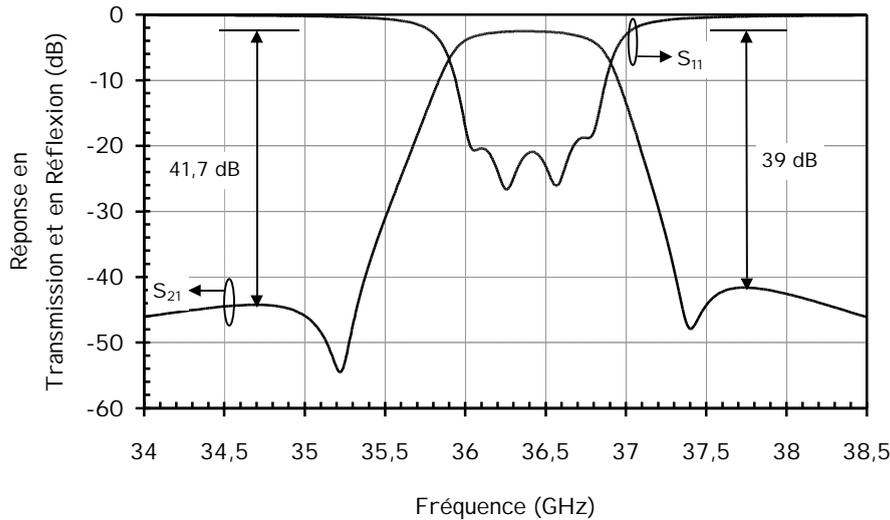


Figure III.65 : Réponses simulées du filtre 4 pôles pseudo-elliptique

Le filtre simulé présente des pertes d'insertions de l'ordre de 2,54 dB. La fréquence centrale du filtre se situe à 36,42 GHz, soit un décalage de 0,3 % vers les basses fréquences. Les bandes passantes à -3 dB et à -40 dB sont respectées puisqu'elles sont respectivement de 1 GHz et 1,94 GHz et la dynamique de la réponse suffisante pour répondre au gabarit souhaité.

IV.5 RESULTATS EXPERIMENTAUX

IV.5.1. IDENTIFICATION DES MODES DE BOITIER

Comme pour le filtre en bande K, l'assemblage du circuit dans le boîtier a été effectué par la société ASTRIUM situé à Vélizy (figure III.66). Les dimensions extérieures du circuit hors connecteurs sont 29 mm x 13,5 mm x 11 mm, alors que les dimensions du circuit simulé sont 2,5 x 5,65 x 1,4 mm.

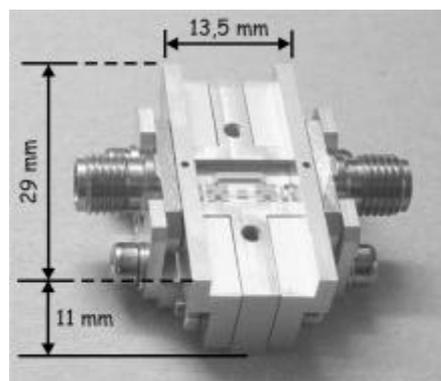


Figure III.66 : Mise en boîtier du filtre en bande Ka

Une mesure large bande du filtre a été réalisée sans calibrage des connecteurs K pour visualiser les différents modes de boîtier présents autour de la bande de fréquence d'étude. La réponse en transmission du filtre dans la bande 17 – 40,6 GHz est représentée figure III.67.

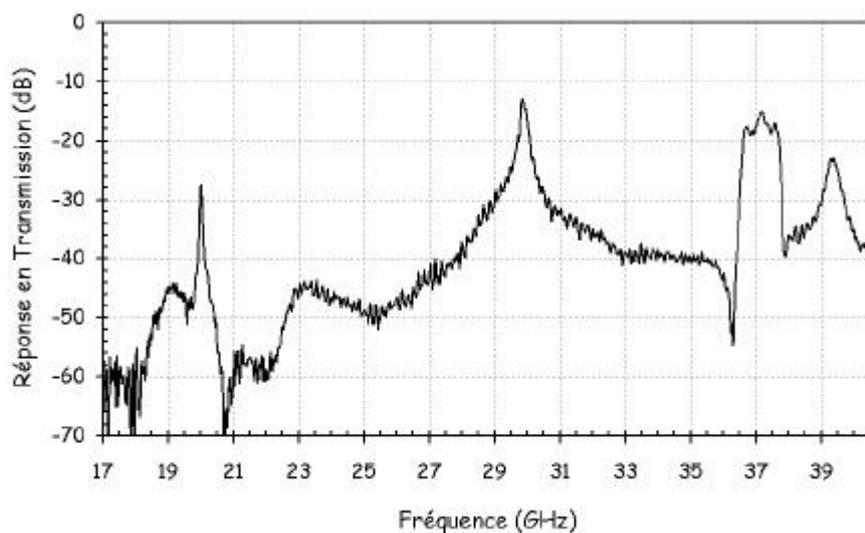


Figure III.67 : Mesure large bande et sans calibrage du filtre

La mesure large bande montre un décalage vers les hautes fréquences de la réponse du filtre et trois modes de résonance situés respectivement à 20 GHz, 29,9 GHz et 39,4 GHz. Le mode situé à 20 GHz correspond à la résonance de la ligne de rétrocouplage du filtre, les deux autres modes coïncident avec les fréquences de coupure de deux modes de boîtier comme montré dans le tableau III-12.

Modes	Fréquences de résonance des modes de boîtier (GHz)	
	Cavité réalisée 9,58 x 5,69 x 1,4 mm	Mesure
TE ₁₁₀	29,84	29,9
TE ₂₁₀	39,84	39,4

Tableau III-12 : Nomenclature des modes de boîtier

La différence entre la mesure et la théorie est probablement due aux tolérances d'usinage des hauteurs de cavités.

IV.5.2. MESURES DU FILTRE PASSE-BANDE PSEUDO-ELLIPTIQUE

Le circuit a été mesuré à l'IRCOM. Les réponses en transmission, puis en réflexion du filtre simulé et mesuré, sont représentées sur les figures III.68 et III.69.

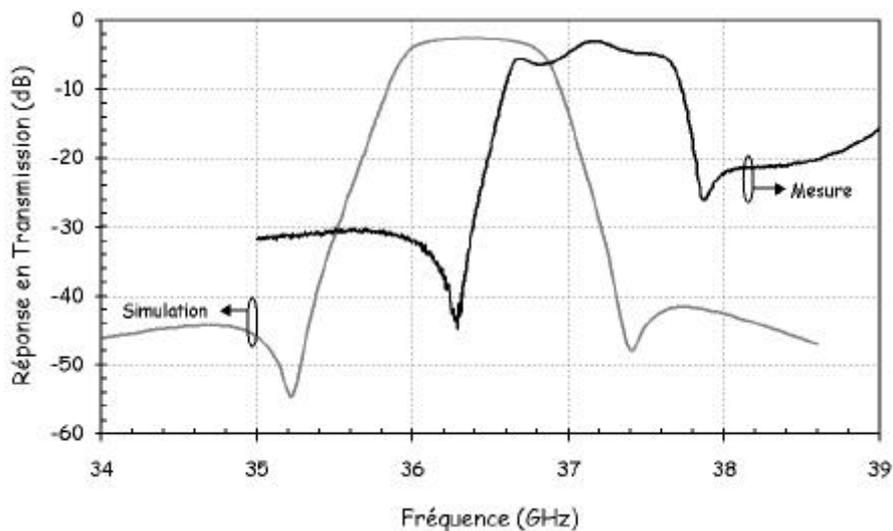


Figure III.68 : Réponse en transmission du filtre sur substrat suspendu

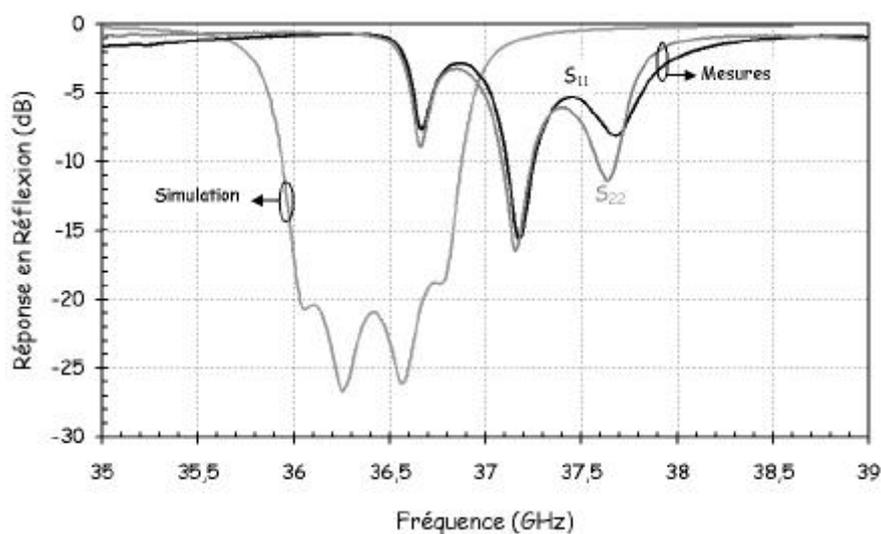


Figure III.69 : Réponse en réflexion du filtre sur substrat suspendu

L'évolution des différents paramètres de la réponse du filtre est représentée dans le tableau III-13.

Paramètres	Simulation	Mesure
Fréquence centrale f_0 (GHz)	36,4	37,2 (2,2 %)
Pertes d'insertions (dB)	2,5	3
Niveau du TOS dans la bande passante (dB)	-18,7	-2,8
Bande passante à -3 dB	927 MHz	1 GHz (7,3 %)
Bande passante à -40 dB	2 GHz	/
Dynamique gauche (dB)	41,7 dB	27,5 dB
Dynamique droite (dB)	39 dB	18,2 dB

Tableau III-13 : Comparatif simulation – mesure des différents paramètres du filtre

La réponse du filtre en bande Ka présente un décalage vers les fréquences hautes de 2,2 % par rapport à la simulation, comme le filtre en bande K. De plus, la bande passante à -3 dB du filtre mesuré est plus large qu'en théorie. Ceci laisse penser que le substrat présente une épaisseur plus faible que celle prévue.

IV.5.3. INFLUENCE DE L'ÉPAISSEUR DU SUBSTRAT DE QUARTZ

Pour étudier ce phénomène, nous avons appliqué des tolérances de ± 20 microns sur l'épaisseur du substrat de quartz tout en ajustant la hauteur de la cavité supérieure afin que la hauteur totale du circuit reste constante à 1 400 microns.

L'évolution des réponses en réflexion et en transmission du filtre suivant différentes hauteurs de substrat est représentée sur la figure III.70.

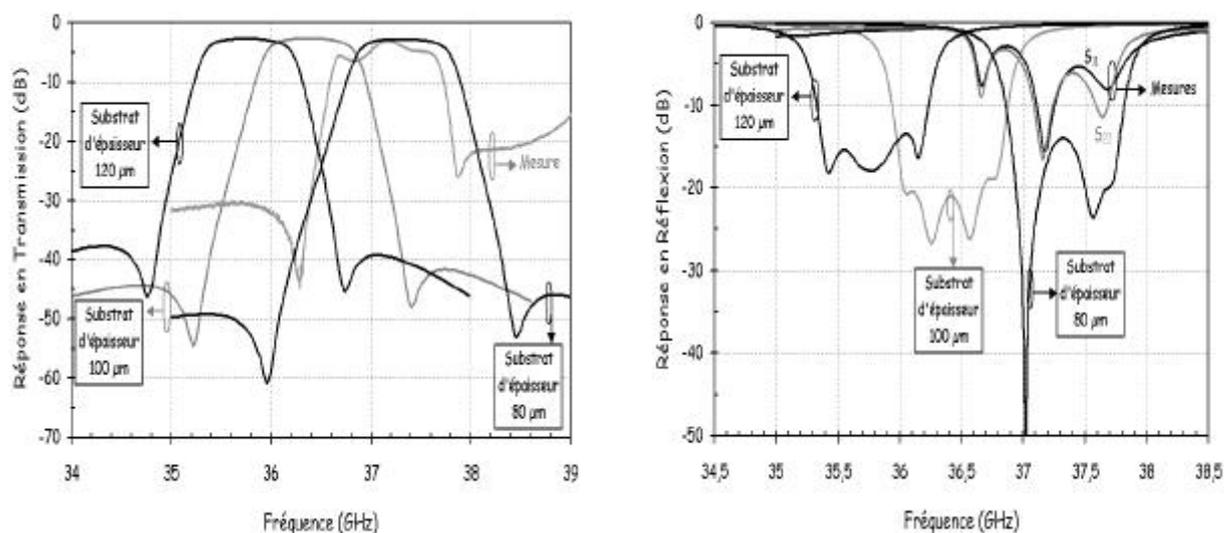


Figure III.70 : Réponses du filtre en fonction de l'épaisseur du substrat

Nous avons recensé dans le tableau III-14, les différents paramètres caractéristiques de la réponse du filtre en fonction de l'épaisseur du substrat.

Epaisseur du substrat	Fréquence centrale	Pertes d'insertion	Niveau du TOS	Bande passante à -3 dB	Bande passante à -40 dB	Dynamique gauche	Dynamique droite
80 μm	37,2 GHz	-2,76 dB	-13,9 dB	955 MHz	2,17 MHz	46,4 dB	43,1 dB
100 μm	36,4 GHz	-2,53 dB	-18,7 dB	927 MHz	2 MHz	41,7 dB	39 dB
120 μm	35,8 GHz	-2,55 dB	-13,4 dB	907 MHz	1,87 MHz	37,1 dB	36,6 dB

Tableau III-14

La simulation du filtre avec une épaisseur de substrat de 80 microns, montre un décalage vers les fréquences hautes de la réponse du filtre et une bande passante à -3 dB plus large, que l'on retrouve en mesure.

IV.5.4. DISCUSSION

Comme nous venons de le montrer, en bande Ka, l'aspect technologique joue un rôle prépondérant sur la réponse mesurée du filtre sur substrat suspendu. En effet, les rétro-simulations effectuées sur le circuit, montrent qu'un écart sur l'épaisseur du substrat de quartz a une incidence importante sur la réponse du filtre. Nous sommes donc amenés à penser que le substrat de quartz possède une épaisseur inférieure à celle simulée, ce qui impose une fréquence centrale plus élevée, une bande passante à -3 dB plus large et une remontée importante du TOS dans la bande passante.

De plus, la présence des modes de boîtier à gauche, ainsi qu'à droite de la bande passante du filtre (figure III.67) remonte le niveau du zéro de transmission.

Finalement, nous constatons que la topologie du filtre étudié est très sensible aux dimensions, et par conséquent plus on monte en fréquence, plus les contraintes technologiques de réalisation deviennent pénalisantes pour la réponse du filtre sur substrat suspendu.

Le travail suivant consiste à concevoir et réaliser ce filtre en utilisant la technologie du micro-usinage. Une comparaison entre les deux technologies sera alors effectuée.

IV.6 CONCEPTION DU FILTRE AVEC LA TECHNOLOGIE DU MICRO-USINAGE

Nous allons concevoir le filtre précédent avec la technologie du micro-usinage. Le circuit, déposé sur une fine membrane de BCB, sera encapsulé dans une pseudo cavité d'air quasiment fermée et blindée (figure III.71).

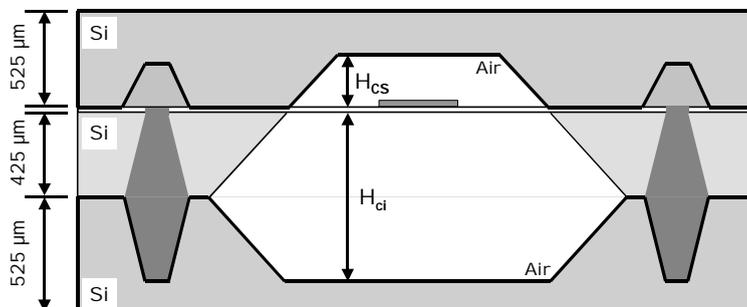


Figure III.71 : Structure micro-usinée

Le filtre micro-usiné sera excité par des accès coplanaires reposant sur un wafer de silicium haute résistivité 3,6 Kohms.cm comme le montre la figure III.72.

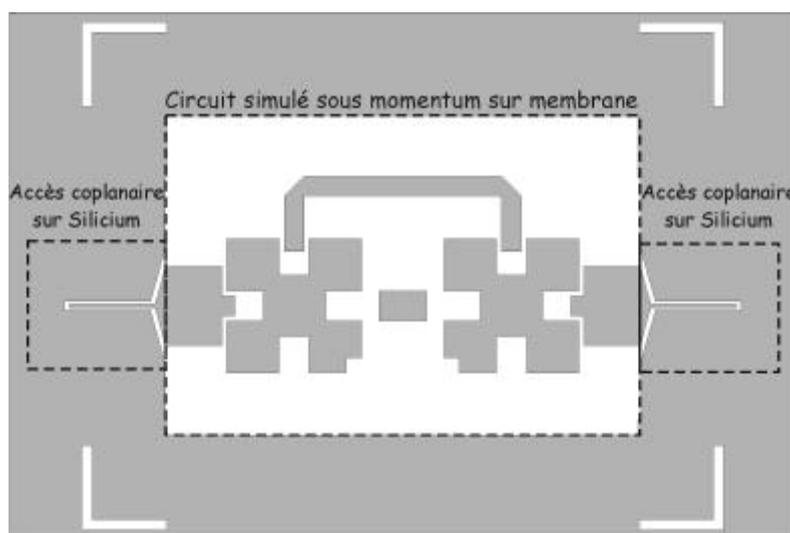


Figure III.72 : Circuit global réalisé

Des précautions nécessaires sont à prendre lors de la conception des accès coplanaires, comme nous allons le développer par la suite.

IV.6.1. ETUDE DES ACCES COPLANAIRES [86]

La configuration des accès coplanaires sur silicium massif (figure III.73), peut permettre la propagation de modes dans le silicium.

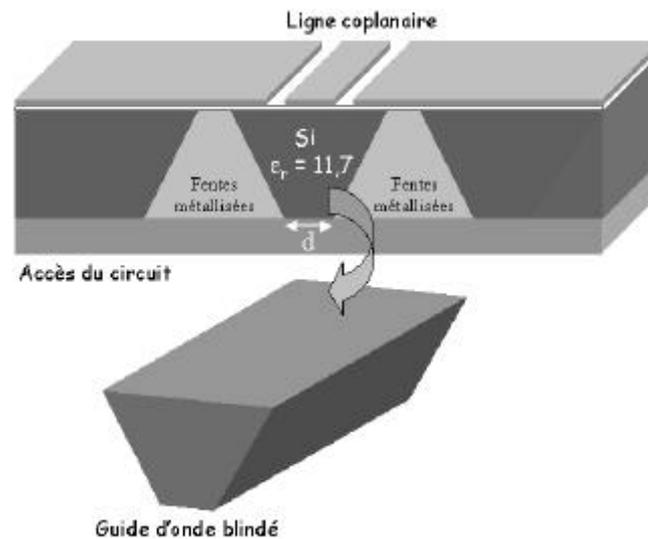


Figure III.73 : Configuration des accès coplanaires

La partie centrale en silicium située sous la ligne coplanaire est quasiment blindée et constitue un guide d'onde. A cause de la discontinuité présente entre la ligne coplanaire et la ligne micro-ruban, les modes de propagation de ce guide peuvent être excités. Nous avons mené une étude par la méthode des éléments finis, pour un substrat de silicium d'épaisseur 425 microns, afin de déterminer la présence ou non de modes propageant dans le guide suivant la largeur D de la base du guide d'onde. Les résultats sont représentés en figure III.74.

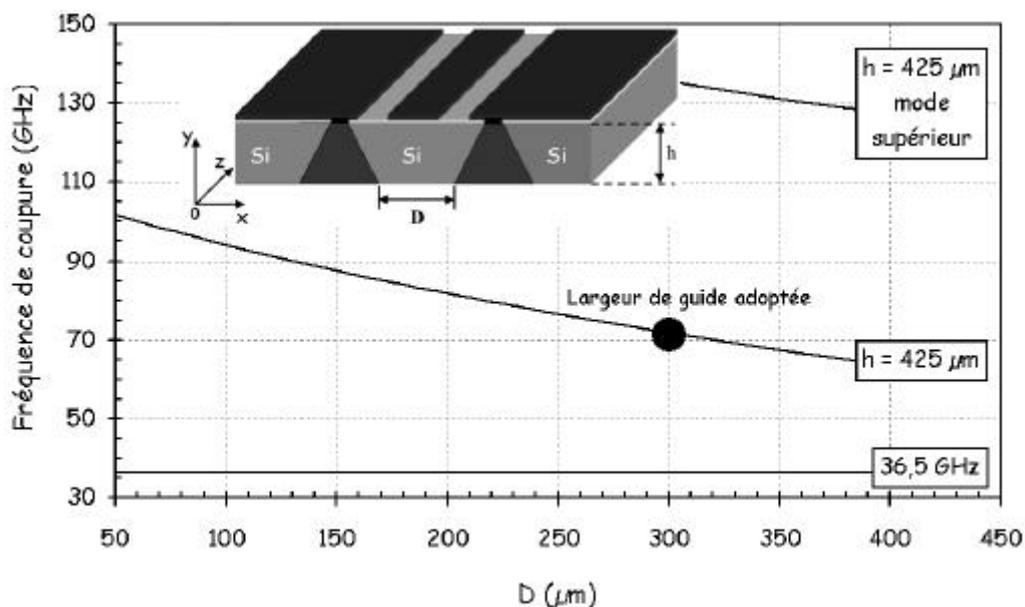


Figure III.74 : Fréquence de coupure du mode quasi TE

Pour un substrat de silicium de 425 μm , nous avons pris un espacement $D = 300 \mu\text{m}$ entre les fentes métallisées. Cette configuration propage un mode quasi TE dont la fréquence de coupure se situe aux alentours de 70 GHz.

IV.6.2. CALCUL DES DIMENSIONS DU BOÏTIER

La topologie du filtre est celle utilisant les résonateurs patchs à modes duaux avec la ligne de rétrocouplage de longueur $5\lambda_g/4$.

La hauteur du boîtier a été optimisée de la même façon que lors des conceptions précédentes.

Toutefois, la hauteur de la cavité supérieure a été fixée par l'épaisseur de la tranche de silicium de $525 \mu\text{m}$. Nous avons imposé une hauteur de capot supérieur de $425 \mu\text{m}$ afin de laisser $100 \mu\text{m}$ de silicium massif pour ne pas trop fragiliser la plaquette de silicium.

Nous avons optimisé sous Momentum, la hauteur de la cavité inférieure afin de trouver la distance inter-résonateurs d permettant de satisfaire d'une part le couplage direct k_{14} de valeur $0,0015$ et, d'autre part l'ajout de la ligne de rétrocouplage de longueur $7\,230 \mu\text{m}$ et de largeur $400 \mu\text{m}$.

Les hauteurs des cavités supérieure (H_{CS}) et inférieure (H_{CI}) trouvées sont respectivement de $425 \mu\text{m}$ et $760 \mu\text{m}$. Celles-ci imposent une distance inter-résonateurs " d " de $1\,620 \mu\text{m}$ et une longueur de boîtier de $9\,510 \mu\text{m}$.

La largeur de la cavité a été calculée à partir de l'abaque des modes présents dans le boîtier suivant le rapport r ($r = \text{longueur de la cavité (W)} / \text{largeur de la cavité (l)}$) (figure III.75).

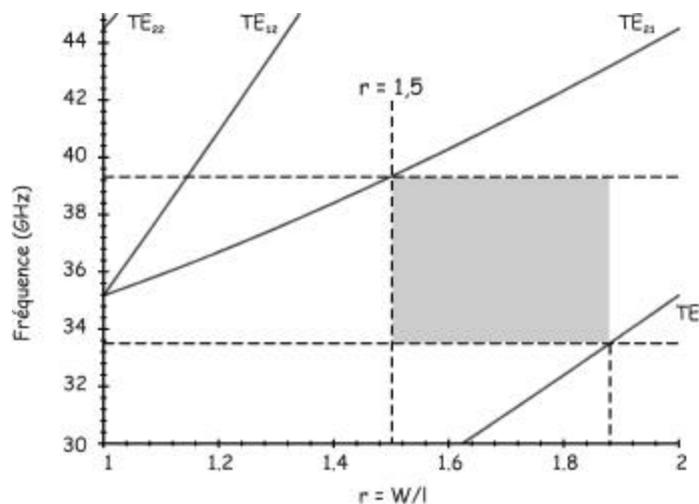


Figure III.75 : Diagramme des modes présents dans la cavité

Dans l'intervalle de fréquences 33,5 GHz à 39,2 GHz, et pour un rapport dimensionnel r de 1,5 à 1,9, le boîtier ne propage aucun modes. Une largeur l de 6 400 μm correspondant à un rapport de 1,5 a été fixée. Il est à noter que cet abaque correspond à une cavité parallélépipédique entièrement blindée, alors que la structure micro-usinée ne l'est pas. En effet, les parois latérales des cavités sont inclinées d'un angle de $54,7^\circ$ et la partie de silicium micro-usinée sous la membrane n'est pas recouverte d'une couche d'or, donc la cavité est partiellement blindée.

Les dimensions du boîtier dans lequel sera simulé le filtre sont (figure III.76) :

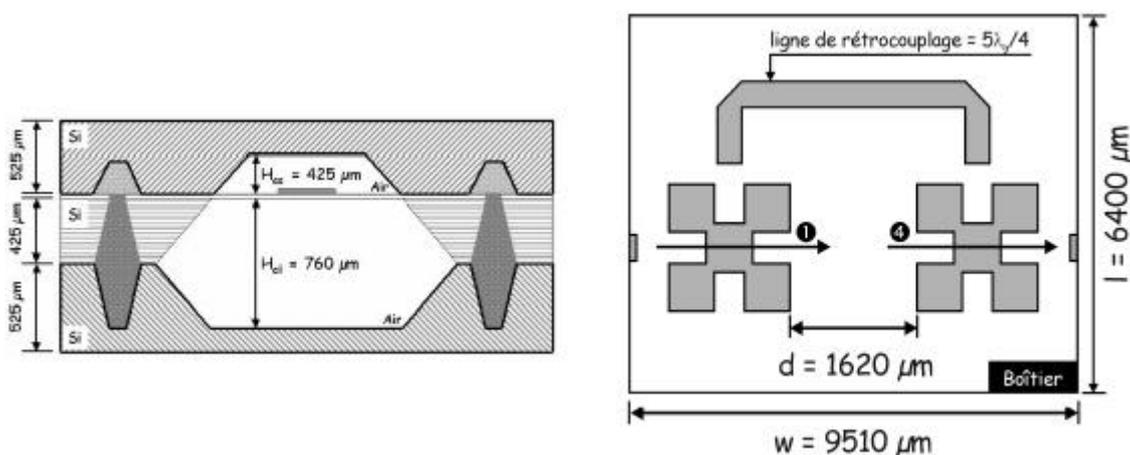


Figure III.76 : Dimensionnement du boîtier

Les modes de boîtier présents autour de la bande de fréquence d'étude sont regroupés dans le tableau III-15 :

		Calcul analytique	Momentum	EMXD
Mode TE₁₁₀	Fréquence de coupure f_0 (GHz)	28,2	28,15	28,16
	Isolation / f_0 (GHz)	8,3	8,35	8,34
Mode TE₂₁₀	Fréquence de coupure f_0 (GHz)	39,2	39,15	39,19
	Isolation / f_0 (GHz)	2,7	2,65	2,69

Tableau III-15 : Modes de boîtier hors bande

IV.6.3. DIMENSIONS ET PERFORMANCES DU RESONATEUR

La simulation du résonateur patch à fentes a été effectuée sous Momentum (Agilent) en découplant fortement les accès. Les hauteurs des cavités supérieure et inférieure sont respectivement de $425 \mu\text{m}$ et $760 \mu\text{m}$ et l'épaisseur de la membrane de BCB est de $10 \mu\text{m}$.

Les dimensions du résonateur simulé dans un boîtier sont montrées figure III.77.

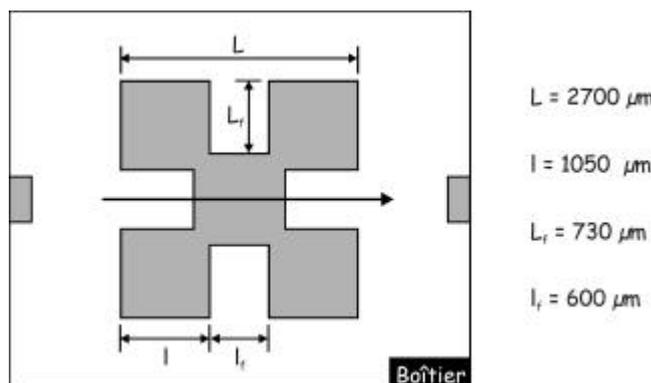


Figure III.77 : Dimensions du résonateur patch à fentes

Le facteur de surtension à vide du résonateur simulé sous EMXD et Momentum, puis mesuré est présenté dans le tableau III-16.

	EMXD	Momentum	Mesure
Facteur de surtension à vide Q_0	395	334	270

Tableau III-16 : Facteurs de qualité à vide du résonateur patch à fentes

La dispersion entre les résultats théoriques et mesurés provient de la structure simulée. En simulation, le boîtier est considéré comme parallélépipédique et parfaitement blindé, alors que la structure micro-usinée est partiellement blindée et ouverte au niveau des accès coplanaires.

La suite de l'étude porte sur la réalisation physique des différents coefficients de couplages de la matrice du filtre pseudo-elliptique à 4 pôles et deux zéros de transmission.

IV.6.4. ETUDE DES COEFFICIENTS DE COUPLAGES

Dans le cadre de notre étude à 36,5 GHz, l'évolution des différents couplages qu'ils soient inter-résonateurs ou mixtes, a été étudiée grâce au logiciel de simulation électromagnétique Momentum. Le circuit est maintenu dans l'air sur une fine membrane de BCB de 10 μm d'épaisseur et de permittivité 2,7, les hauteurs des cavités supérieure et inférieure sont respectivement de 425 μm et 760 μm .

Les calculs sont alors menés en oscillations forcées sans pertes. Le circuit est simulé dans un boîtier parallélépipédique de dimensions 9 510 μm x 6 400 μm x 1190 μm .

L'évolution du coefficient de couplage direct k_{14} est représentée sur la figure III-78 pour des distances inter-résonateurs variant de 1 200 à 1 700 μm .

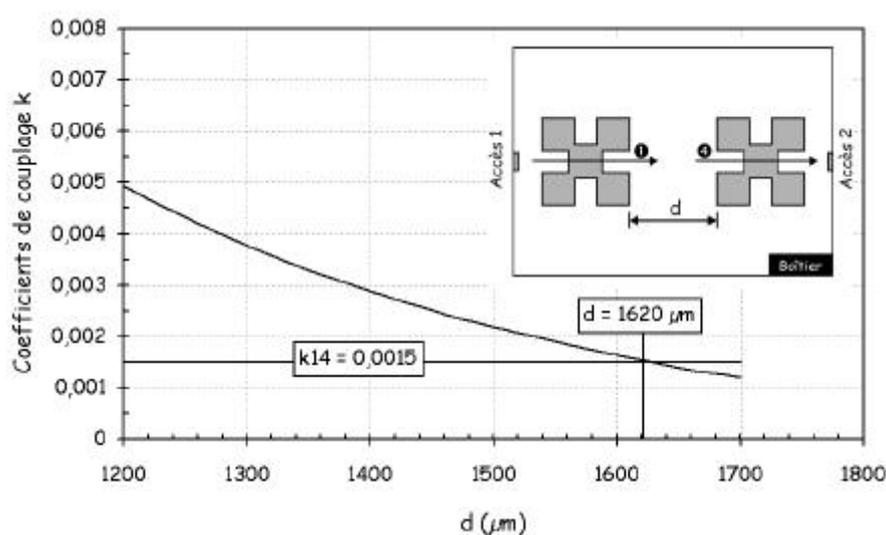


Figure III.78 : Evolution du couplage direct k_{14} suivant la distance inter-résonateurs

Une distance inter-résonateurs de 1 620 μm sera nécessaire pour satisfaire le coefficient de couplage direct k_{14} de valeur 0,0015.

La figure III.79 montre l'évolution du couplage k_{23} réalisé entre la ligne de rétrocouplage et les résonateurs, sur leur polarisation verticale, pour des gaps variant de 500 à 600 μm .

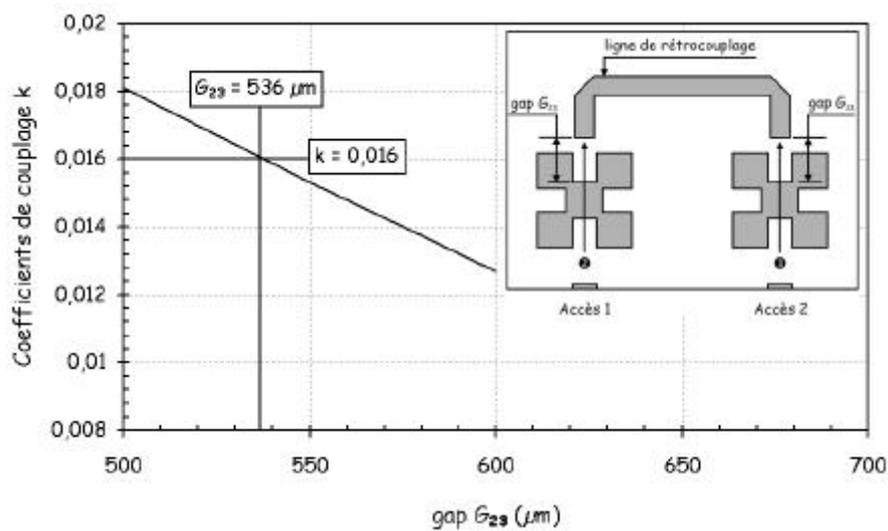


Figure III.79 : Evolution du couplage indirect suivant le gap G_{23}

Le couplage indirect k_{23} de valeur 0,016 est réalisé pour un gap G_{23} de 536 μm . la longueur de la ligne de rétrocouplage est de 7 230 μm et sa largeur de 400 μm .

Les coefficients de couplages mixtes k_{12} et k_{34} varient suivant les dimensions de l'encoche carrée située sur un angle du résonateur patch à fentes comme le montre la figure III.80.

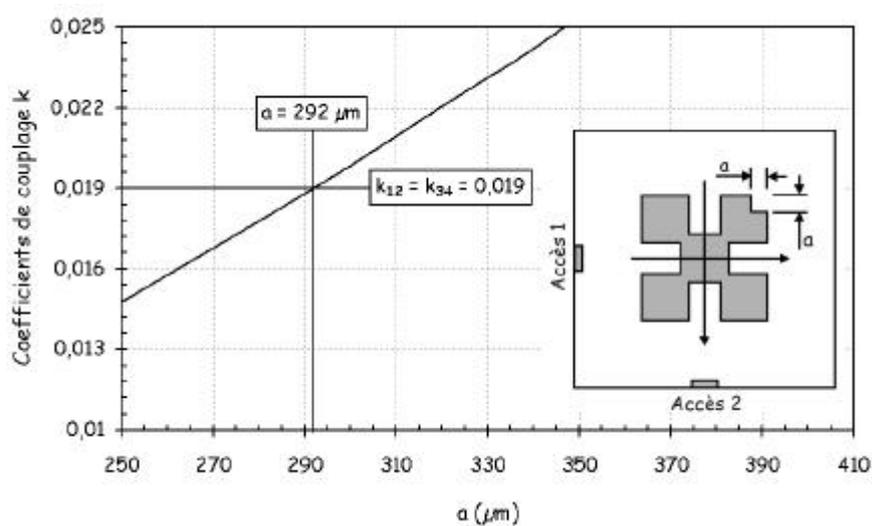


Figure III.80 : Evolution du couplage mixte suivant les dimensions de l'encoche

Les couplages mixtes k_{12} et k_{34} de la matrice sont atteints pour une encoche de dimensions 292 μm x 292 μm .

Le couplage d'entrée / sortie, caractérisé par le coefficient de surtension externe Q_{ext} est obtenu en faisant varier le gap entre la ligne d'excitation à 50 ohms et le résonateur. Dans ce cas là, un seul mode du résonateur est excité et pour des valeurs de gap variant de 530 μm à 830 μm , la figure III.81 montre l'évolution du coefficient de surtension externe.

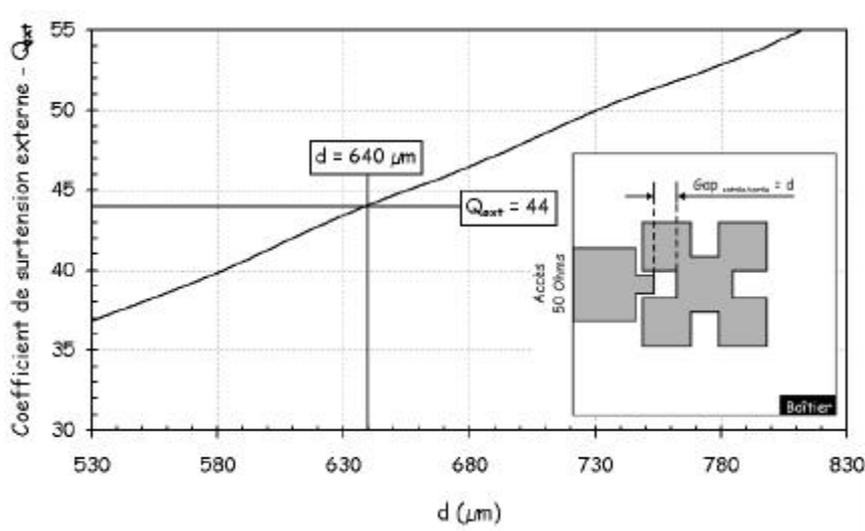


Figure III.81 : Evolution du coefficient de surtension externe suivant le gap d'entrée

Le bout de la ligne d'accès a dû être modifié pour obtenir le coefficient de surtension externe de valeur 44. Le gap entre la ligne d'excitation et le résonateur est alors de 640 μm .

L'analyse électromagnétique par segmentation nous a donc permis de déterminer les dimensions du filtre et les variations des différents coefficients de couplages inter-résonateurs et facteurs de qualité extérieurs en fonction des paramètres susceptibles d'être optimisés.

IV.6.5. ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE GLOBALE DU FILTRE PSEUDO-ELLIPTIQUE A 4 POLES

A l'issue de cette étude, le filtre est analysé globalement à l'aide du logiciel Momentum. Le réglage du filtre passe par un ajustement des dimensions réalisant les différents couplages (figure III.82).

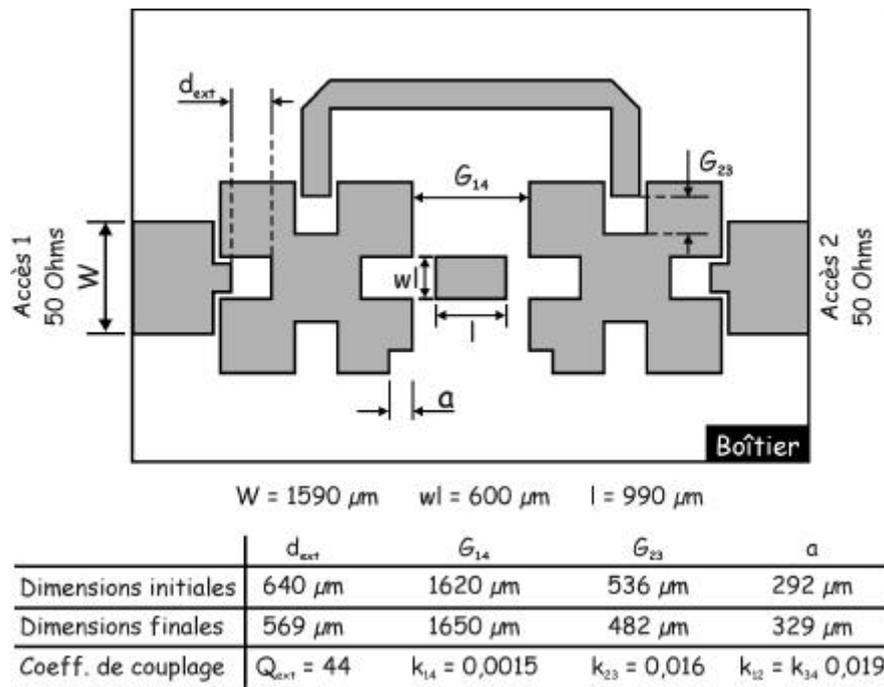


Figure III.82 : Dimensionnement du filtre

Les courbes des réponses théoriques sans pertes et simulées avec des pertes sont reportées figure III.83.

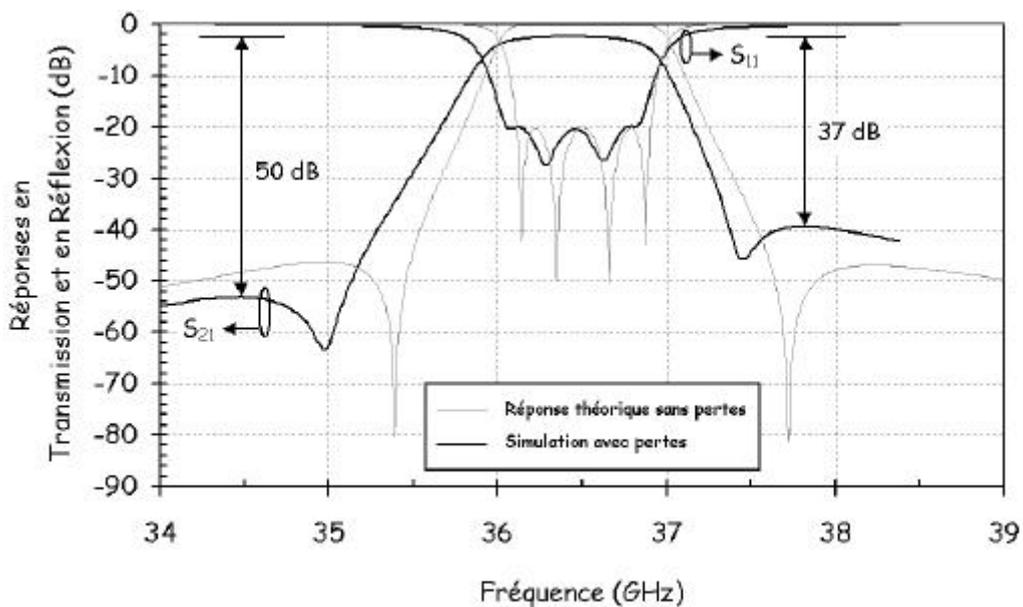


Figure III.83 : Réponses simulées du filtre 4 pôles pseudo-elliptique

Lorsque les pertes de la structure sont prises en compte dans la simulation, la réponse du filtre montre un léger décalage en fréquence 0,14 %, passant ainsi de 36,5 GHz à

36,46 GHz. Les pertes d'insertions simulées sont de 2,4 dB pour un filtre à 2,74 % de bande. Les bandes passantes de la réponse en transmission à -3 dB et -40 dB respectent le gabarit puisqu'elles sont respectivement de 1,06 GHz et 2,03 GHz.

La réponse en transmission présente une dynamique de 50 dB à gauche de la bande passante et 37 dB à droite. Cette différence a été mise en évidence par J.S. Hong et J. Lancaster [99]. D'après les simulations électromagnétiques, le couplage direct entre les résonateurs 1 et 4 dépend de la fréquence. En étudiant uniquement le couplage entre ces deux résonateurs, il a été démontré que la densité de champ électrique sur les résonateurs aux fréquences supérieures à la bande passante du filtre est plus grande qu'aux fréquences inférieures. Cela signifie que le couplage électrique est plus fort aux fréquences hautes qu'aux fréquences basses.

Ce phénomène peut être mis en évidence de façon purement analytique en utilisant de manière détournée le logiciel d'optimisation électromagnétique HYPERION étudié à l'IRCOM par Stéphane Bila.

IV.6.6. CALCUL DES COUPLAGES REELS DU FILTRE SIMULE

Une nouvelle méthode d'optimisation électromagnétique, étudiée à l'IRCOM par Stéphane Bila [96], permet de régler de manière plus efficace la réponse objective d'un filtre. Cette méthode est basée sur l'identification des matrices de couplages.

En effet, le logiciel HYPERION, développé par l'INRIA, permet d'extraire la matrice de couplage à partir des paramètres [S] d'un filtre issu du calcul électromagnétique. Il s'agit ensuite d'établir une comparaison entre la matrice de couplage objective issue du logiciel de synthèse FILCAV et celle issue de l'analyse électromagnétique du filtre afin d'identifier les couplages à corriger. La correction est alors apportée en modifiant les paramètres géométriques du filtre correspondant aux couplages identifiés.

Cette méthode de réglage permet donc de déterminer plus rapidement les dimensions qui doivent être modifiées pour obtenir une réponse du filtre optimum, avec un nombre d'itérations minimal comparé à la méthode de réglage classique.

La matrice de couplage extraite à l'aide du logiciel HYPERION de la réponse simulée avec pertes est la matrice de couplage $[M_{ID}]$ suivante :

$$M_{ID} = \begin{bmatrix} -0,126 & 0,949 & -0,087 & -0,065 \\ 0,949 & -0,024 & 0,773 & -0,087 \\ -0,087 & 0,773 & -0,025 & 0,951 \\ -0,065 & -0,087 & 0,951 & -0,128 \end{bmatrix}$$

$$r_{1 ID} = 1,267 \Omega$$

$$r_{n ID} = 1,269 \Omega$$

Pour comparaison, nous donnons la matrice de couplage idéale normalisée issue du logiciel FILCAV :

$$M_{OBJ} = \begin{bmatrix} 0 & 0,896 & 0 & 0,072 \\ 0,896 & 0 & -0,729 & 0 \\ 0 & -0,729 & 0 & 0,896 \\ 0,072 & 0 & 0,896 & 0 \end{bmatrix}$$

$$r_{1 OBJ} = 1,061 \Omega$$

$$r_{n OBJ} = 1,061 \Omega$$

Les termes présents sur la diagonale de la matrice de couplage $[M_{ID}]$ sont liés aux fréquences de résonances f_i de chacun des quatre résonateurs par la relation :

$$f_i = f_0 \times \sqrt{\frac{f_0 + \frac{M_{ii}}{2}}{\Delta f} \frac{f_0 - \frac{M_{ii}}{2}}{\Delta f}} \quad (\text{III-22})$$

avec Δf = la bande passante à équiondulation

si $M_{ii} = 0$, $f_i = f_0$: fréquence centrale du filtre

pour $M_{ii} > 0$, $f_i > f_0$: il faut augmenter la longueur du résonateur pour avoir $f_i = f_0$
(dans notre cas, augmenter la longueur de la fente)

pour $M_{ii} < 0$, $f_i < f_0$: il faut diminuer la longueur du résonateur pour avoir $f_i = f_0$
(dans notre cas, diminuer la longueur de la fente)

En comparant les matrices $[M_{ID}]$ et $[M_{OBJ}]$, on remarque que globalement tous les couplages (mixtes ou inter-résonateurs) du filtre simulé sont plus forts que les couplages de la matrice idéale. De plus, le $M_{14 ID}$ est plus faible que le $M_{14 OBJ}$, cela ne signifie pas que le couplage direct simulé est plus faible que le couplage direct théorique, car les couplages $M_{13 ID}$ et $M_{24 ID}$ ne sont pas nuls.

Les résistances d'entrée et sortie $r_{1 ID}$ et $r_{n ID}$ sont trop fortes. Pour les diminuer, il faut augmenter le gap entre les résonateurs et les lignes d'excitation.

La réponse simulée convient parfaitement même si les couplages sont un peu forts par rapport à la synthèse idéale. L'intérêt de ce logiciel d'optimisation est grand lorsque les réponses simulées nécessitent un nombre d'itérations important pour converger.

IV.6.7. REALISATION DU FILTRE MICRO-USINE

Afin de valider l'étude théorique, le filtre micro-usiné a été réalisé, puis assemblé au sein du laboratoire IRCOM.

Les hauteurs des cavités supérieure et inférieure sont respectivement de $425 \mu\text{m}$ et $760 \mu\text{m}$ comme montré figure III.84.

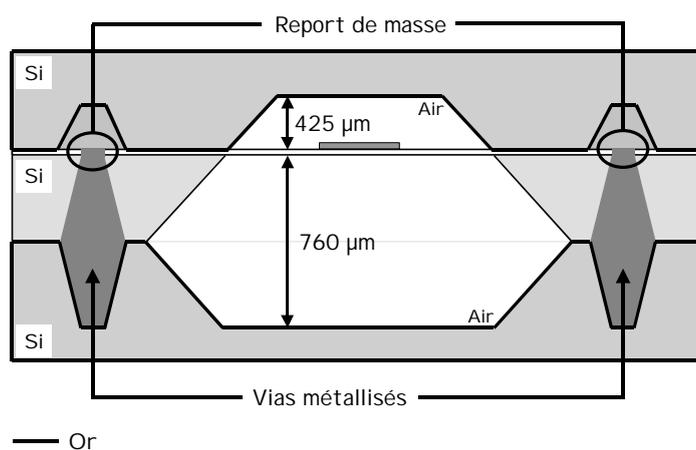


Figure III.84 : Structure micro-usinée

Lors de la conception des masques de la cavité inférieure, nous avons inséré des "méandres" autour du filtre afin de modifier la forme du boîtier. D'après les travaux d'A.R. Brown [100], cette modification permet de casser la propagation de modes évanescents le long du boîtier et ainsi améliorer la réjection de la réponse en transmission du filtre (figure III.85).

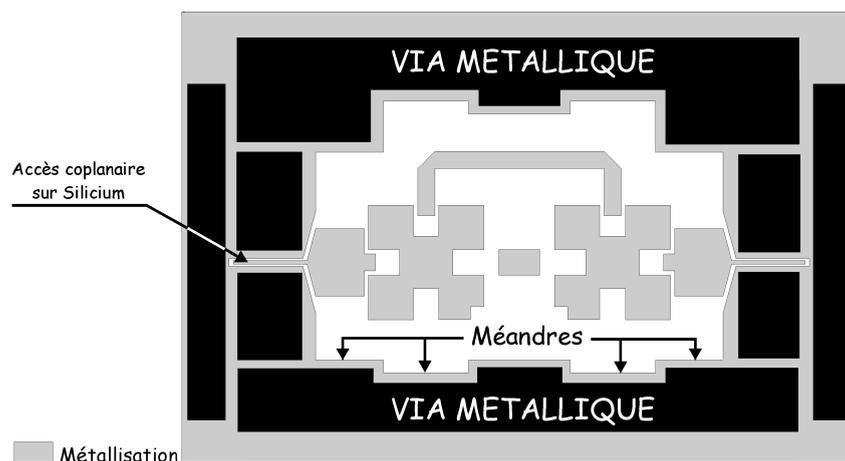


Figure III.85 : Modification de la forme du boîtier

Des vias métalliques sont positionnés tout autour du circuit et des accès coplanaires afin de blinder le circuit, et de permettre le report des masses sur le capot supérieur, mais aussi en vue de limiter la propagation des modes dans le wafer de silicium situé sous la membrane de BCB.

Les accès coplanaires situés sur le silicium massif seront recouverts par le capot supérieur, micro-usiné en forme de triangle de hauteur 212 μm . La cavité micro-usinée positionnée au-dessus de la ligne coplanaire est découpée pour permettre de poser les pointes de mesure au niveau des accès coplanaires (figure III.86).

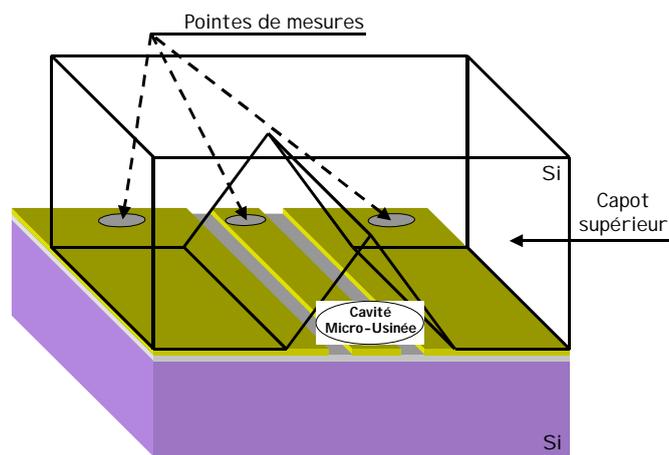


Figure III.86 : Micro-cavité située au-dessus des accès coplanaires

Les dimensions du filtre 4 pôles avec les accès coplanaires et les plans de masses autour sont reportées sur la figure III.87.

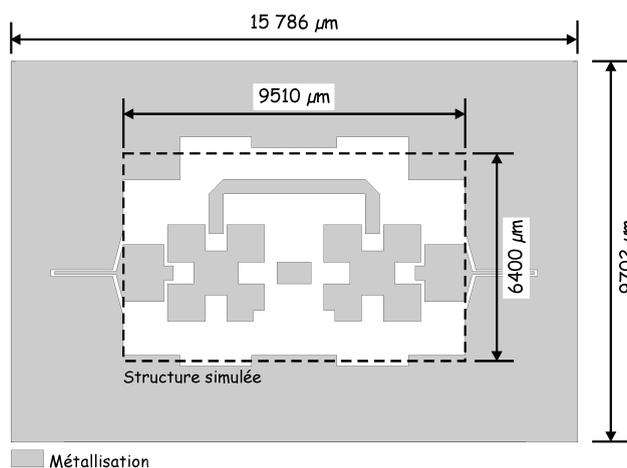


Figure III.87 : Dimensions du filtre après réalisation

La hauteur du filtre micro-usiné est de 1 485 μm .

IV.6.8. MESURES DU FILTRE 4 POLES MICRO-USINE

Les mesures du filtre ont été réalisées à l'IRCOM sur une station sous pointe. Les pointes sont directement déposées sur les accès coplanaires dépassant du capot supérieur. Dans le cadre des mesures que nous avons effectuées, une calibration de type SOLT (Short, Open, Load, Thru) est réalisée aux bornes des pointes.

Les réponses en transmission, puis en réflexion du filtre 4 pôles pseudo-elliptique sont présentées respectivement sur les figures III.88 a et b.

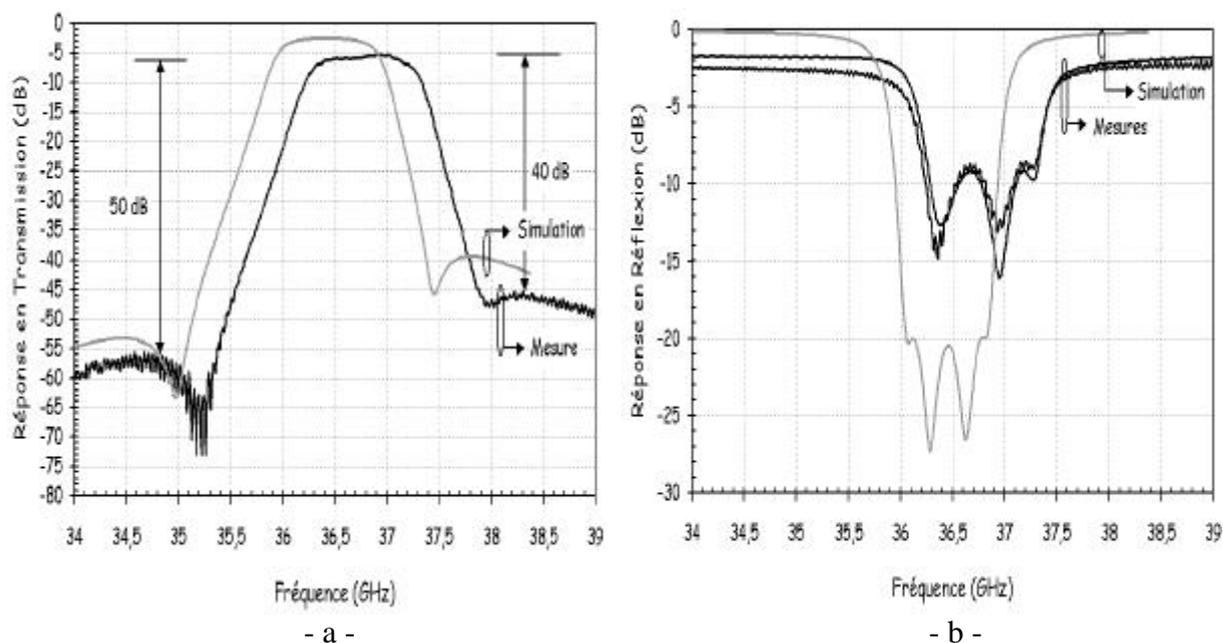


Figure III.88 : Réponses mesurées et simulées du filtre 4 pôles micro-usiné

On peut constater que l'accord entre les simulations et les mesures est très bon, avec un écart sur la fréquence centrale de 0,74 %, soit un décalage de 280 MHz vers les fréquences hautes. Le filtre 4 pôles pseudo-elliptique à 2,74 % de bande théorique présente une bande passante à -3 dB de 1,05 GHz et 2,35 GHz à -40 dB (au lieu de 2 GHz). La bande passante à -3 dB est respectée, celle à -40 dB est plus large qu'en théorie car le couplage direct doit être plus fort que prévu.

Les pertes d'insertions du filtre sont de 5,6 dB, ce qui est élevé. Ceci peut s'expliquer par les pertes apportées par la ligne d'accès coplanaire sur le substrat de silicium, dont l'atténuation linéique est de 0,7 dB/mm pour une longueur de 1,7 mm et une largeur de 110 μm .

La dynamique de la réponse en transmission est suffisante pour satisfaire aux contraintes du gabarit de filtrage imposées.

A partir des paramètres mesurés, le logiciel HYPERION a extrait la matrice de couplage dont les coefficients sont :

$$[M_{\text{MES}}] = \begin{bmatrix} 0,592 & 1,013 & -0,013 & -0,226 \\ 1,013 & 0,885 & 0,718 & -0,0134 \\ -0,013 & 0,718 & 0,902 & 0,987 \\ -0,226 & -0,013 & 0,987 & 0,627 \end{bmatrix}$$

$$R_{\text{in}} = 1,157 \Omega$$

$$R_{\text{out}} = 1,262 \Omega$$

$$Q_e = 40$$

Nous allons comparer cette matrice à la matrice du filtre simulé défini par les coefficients suivants :

$$[M_{\text{SIM}}] = \begin{bmatrix} -0,126 & 0,949 & -0,087 & -0,065 \\ 0,949 & -0,024 & 0,773 & -0,087 \\ -0,087 & 0,773 & -0,025 & 0,951 \\ -0,065 & -0,087 & 0,951 & -0,128 \end{bmatrix}$$

$$R_{\text{in}} = 1,267 \Omega$$

$$R_{\text{out}} = 1,269 \Omega$$

$$Q_e = 36$$

D'après les résultats obtenus, la matrice issue de la mesure montre des couplages plus forts que ceux issus de la simulation. Une des causes peut être la gravure des cavités à des hauteurs plus faibles que prévues.

Les résistances d'entrée / sortie mesurées sont dissymétriques et inférieures à celles simulées sous Momentum, ce qui signifie que les couplages d'entrée / sortie sont plus faibles, ce qui est dû à la ligne coplanaire sur silicium qui augmente le facteur de surtension externe du filtre. Cette désadaptation est donc due aux longueurs de lignes coplanaires rajoutées, mais aussi à l'impédance de ces lignes de valeurs 70 ohms.

IV.6.9. DISCUSSION

IV.6.9.1 Mesures du filtre sur une large bande de fréquence

Nous avons mesuré le filtre micro-usiné sur une large bande de fréquence sans calibration afin de déterminer la présence de modes de boîtier autour de la bande de fréquence d'étude.

La réponse en transmission sur une large bande de fréquence est présentée sur la figure III.89.

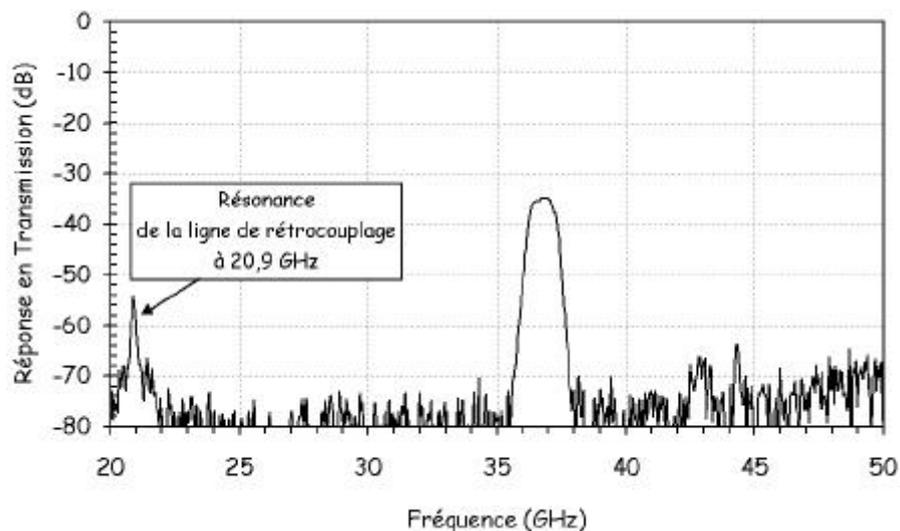


Figure III.89 : Mesure du filtre sur une large bande de fréquence

L'étude théorique, à partir d'une cavité métallique parallélépipédique de dimensions $9\ 510\ \mu\text{m} \times 6\ 400\ \mu\text{m} \times 1\ 485\ \mu\text{m}$ a montré la présence de deux modes de boîtier. Le premier mode correspond au TE_{110} à $28,17\ \text{GHz}$, le second est le TE_{210} à $39,2\ \text{GHz}$.

La mesure sur une large bande de fréquences fait apparaître un mode à la fréquence de $20,9\ \text{GHz}$. Ce mode correspond à la fréquence de résonance de la ligne de rétrocouplage du filtre. La cavité réalisée n'étant ni parfaitement parallélépipédique, ni entièrement blindée, a certainement dû décaler les fréquences de coupures du boîtier, mais aussi fortement dégrader leur coefficient de surtension à vide. C'est pourquoi ces modes n'apparaissent pas sur la mesure effectuée. L'avantage de la technologie du micro-usinage est d'atténuer fortement les résonances du boîtier.

IV.6.9.2 Etude des pertes

Le filtre micro-usiné présenté suit correctement le gabarit désiré à ceci près que la fréquence centrale est légèrement décalée et que les pertes d'insertions sont plus grandes que la simulation ne le présageait.

Avec une bande passante de 2,74 %, le filtre montre des pertes d'insertions de 5,6 dB en mesure pour 2,4 dB en théorie. De plus, sur les courbes expérimentales, la réponse en réflexion (S_{11}) ne remonte pas à 0 dB, et s'éloigne même franchement de cette valeur pour être inférieure à -2 dB hors bande passante. Pour mettre en évidence ces pertes, nous avons tracé $1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2$ pour le filtre sur la figure III.90, dans le cas des résultats théoriques et expérimentaux.

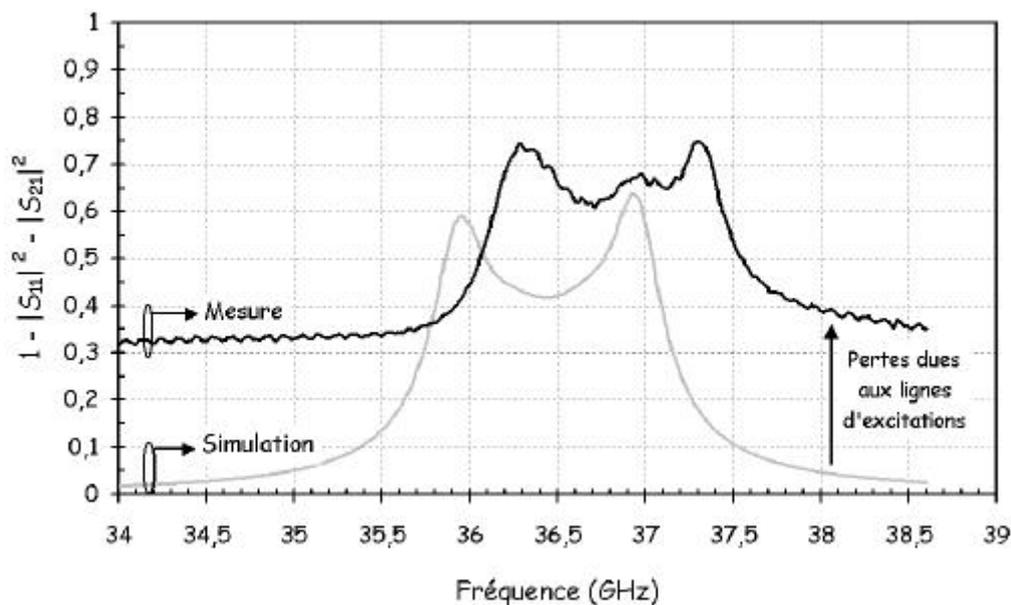


Figure III.90 : Evolution des pertes du filtre 4 pôles micro-usiné

Les deux pics correspondent aux fréquences de coupure du filtre. L'écart entre le niveau des pertes théoriques et mesurées s'explique par le rayonnement de la structure vers les accès, en effet, le champ électromagnétique fuit dans les micro-cavités situées au-dessus des lignes coplanaires. De plus, les longueurs des lignes d'excitation coplanaires sur silicium sont importantes et contribuent à l'augmentation des pertes du filtre.

IV.6.9.3 Influence des hauteurs de capots sur la réponse du filtre

Nous avons simulé le filtre 4 pôles avec différentes hauteurs de capots supérieurs sous Momentum. Les réponses du filtre avec des hauteurs de capots de 420 μm , 425 μm et 430 μm sont représentées figure III.91.

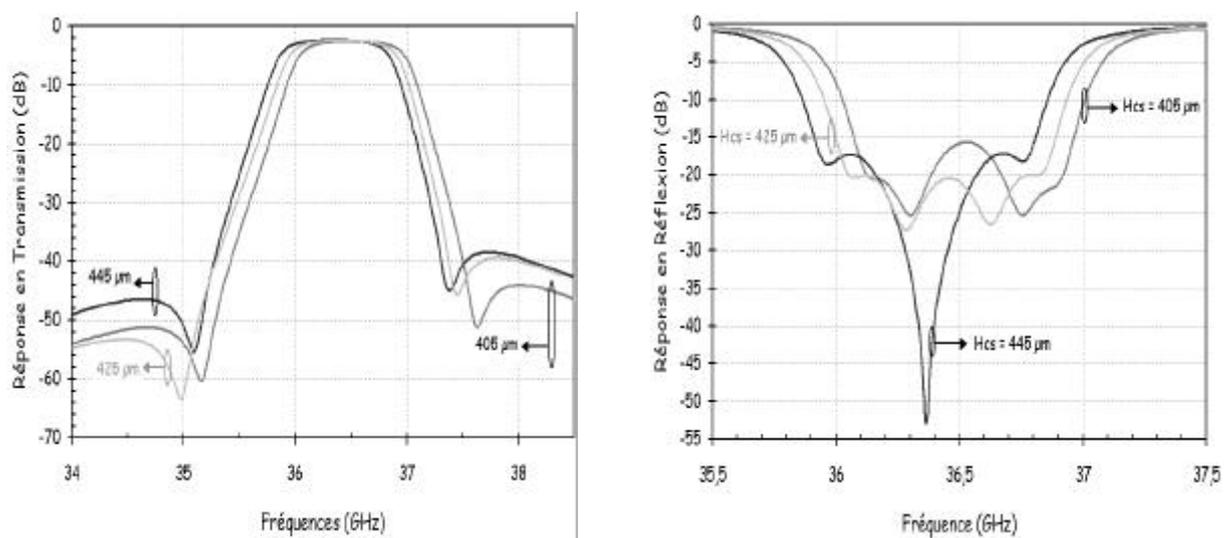


Figure III.91 : Comportement des réponses du filtre en fonction des hauteurs de capots

Nous avons choisi de faire varier les hauteurs du capot supérieur car le champ se reboucle principalement sur le plan de masse le plus près. En effet, le plan de masse supérieur au circuit est à $425\ \mu\text{m}$, alors que le plan de masse inférieur est à $760\ \mu\text{m}$.

La hauteur du capot supérieur a une incidence sur les coefficients de couplages lorsque celle-ci augmente. On peut nettement le remarquer sur la réponse en réflexion du filtre. Il est donc nécessaire de soigner la profondeur de gravure du wafer de silicium servant de capot supérieur.

IV.6.9.4 Influence de la transition coplanaire – microruban sur le coefficient de surtension externe

Lors de la conception du filtre micro-usiné, nous avons négligé les effets de la transition entre la ligne coplanaire sur silicium et la ligne microruban. Pour étudier de façon théorique l'influence de la transition sur le coefficient de surtension externe, nous avons simulé par la méthode des éléments finis un résonateur patch à fentes excité par une ligne microruban en incluant la transition. Une comparaison avec la même structure sans la transition sera effectuée.

La structure simulée présente un axe de symétrie (figure III.92), par conséquent seule la demi-structure sera étudiée.

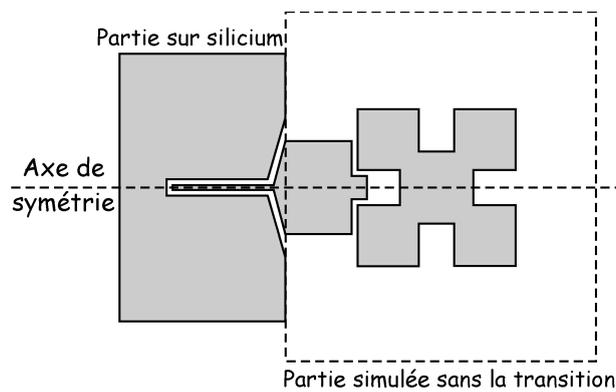
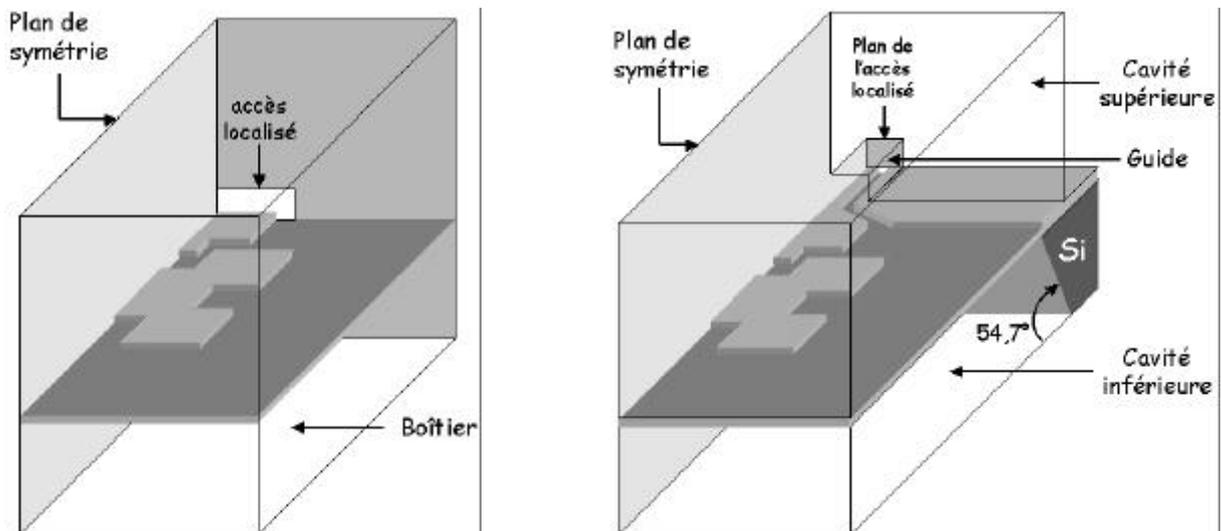


Figure III.92 : Structure d'excitation réelle

Dans un premier temps, nous avons simulé un résonateur patch excité par une ligne microruban dans un boîtier parallélépipédique. La simulation est effectuée en oscillation forcée, sous EMXD, l'excitation de la ligne microruban étant réalisée par un accès localisé (figure III.93-a).

Dans un deuxième temps, nous avons tenu compte de la transition et de la ligne coplanaire d'excitation sur silicium. La micro-cavité située au-dessus de la ligne coplanaire est assimilée à un guide rectangulaire (figure III.93-b).



- a – structure simulée
sans la transition

- b – structure simulée
avec la transition sur silicium

Figure III.93

Les réponses simulées de la phase du coefficient de réflexion de la structure avec et sans la transition sont représentées sur la figure III.94.

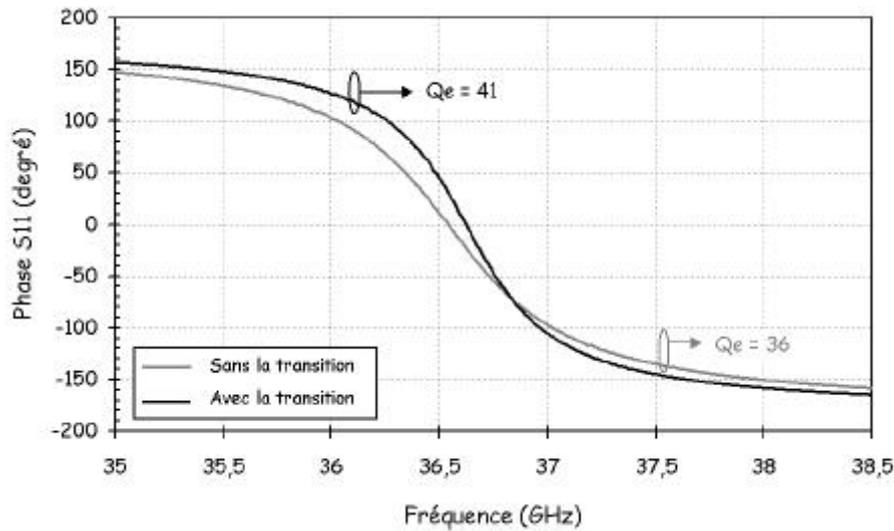


Figure III.94 : Evolution de la phase du S_{11} entre les deux structures

On constate que le coefficient de surtension externe du résonateur varie de 36 sans la transition à 41 avec la transition. Cette variation est due à la longueur de la ligne coplanaire sur silicium de 1 700 microns et à la transition coplanaire – microruban. L'ensemble ligne coplanaire et transition ramène un niveau de champ électrique plus fort sur le bout de la ligne microruban.

Afin d'évaluer l'influence du coefficient de surtension externe sur la réponse du filtre, nous avons simulé le circuit équivalent en éléments localisés du filtre passe-bande à quatre pôles et deux zéros de transmission en adoptant un Q_e de 41 (figure III.95).

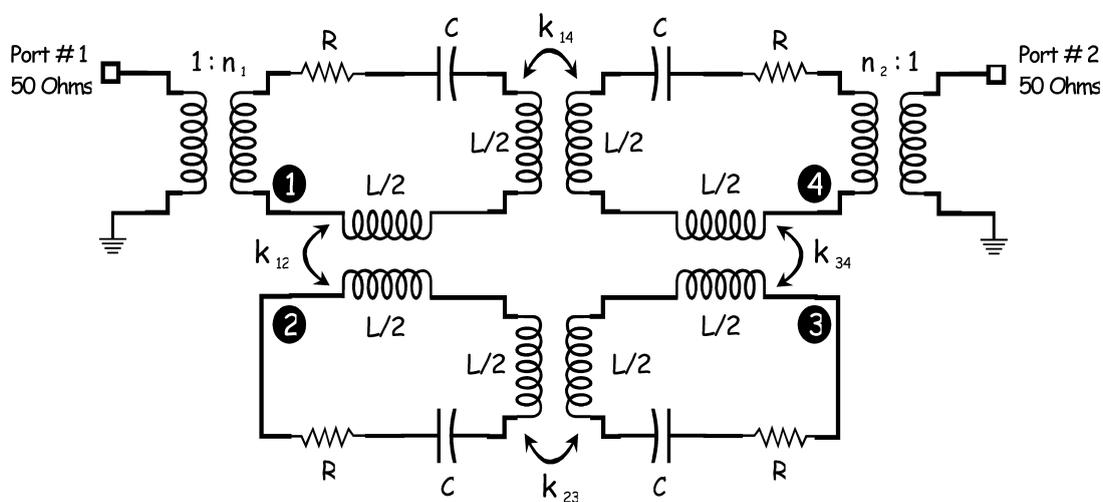


Figure III.95 : Circuit équivalent en éléments localisés du filtre

Le couplage d'entrée / sortie, caractérisé par $n_1 = n_2$ est calculé à partir de la formule suivante :

$$n_1 = \sqrt{\frac{L\omega_0}{Q_e Z_0}} \quad (\text{III-23})$$

avec $\omega_0 = 2\pi.f_0$ (III-24)

on impose : $L = 1 \text{ nH}$ et $Z_0 = 50 \Omega$

Les réponses en transmission et en réflexion pour un Q_e de 41, sont représentées sur la figure III.96-a.

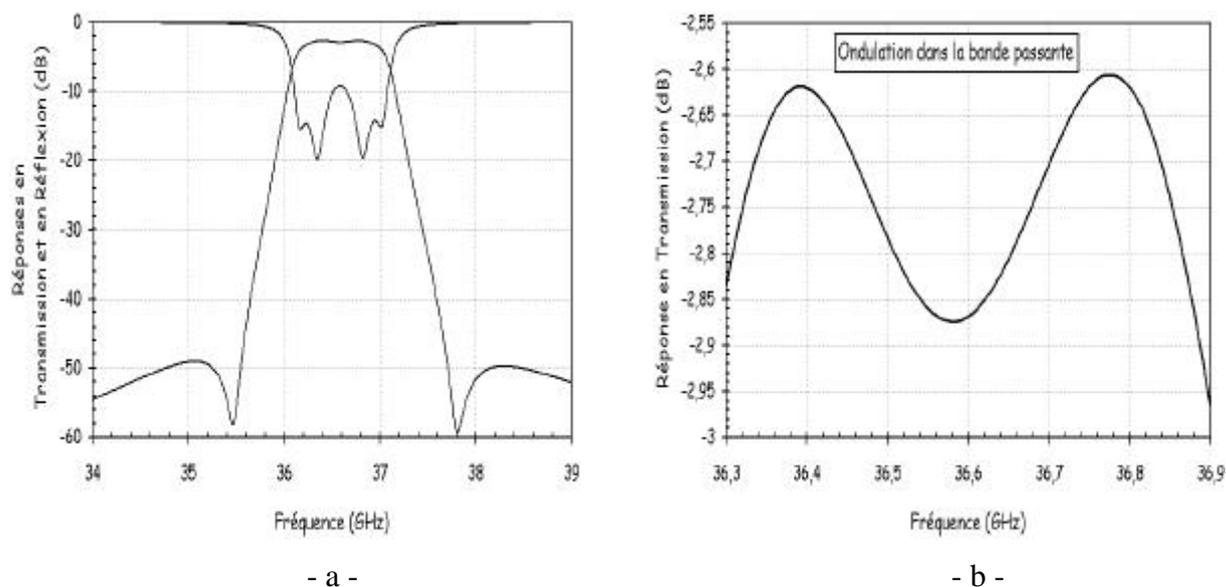


Figure III.96 : Réponses du filtre pour un Q_e de 41

Les réponses du filtre montrent un décalage de la fréquence centrale à 36,58 GHz avec une augmentation des pertes de 0,4 dB par rapport au filtre de Q_e égale à 36. De plus, un facteur de surtension externe de 41 impose une ondulation dans la bande passante de 0,3 dB (figure III.96-b), bien plus grande que l'ondulation de 0,044 dB pour un Q_e de 36.

Comparaison entre les deux technologies de réalisation

Nous allons comparer les performances des filtres en bande Ka réalisés sur les deux technologies que sont le silicium micro-usiné et le substrat de quartz suspendu.

Les réponses en transmission et en réflexion des filtres réalisés sur les deux technologies sont représentées sur la figure III.97.

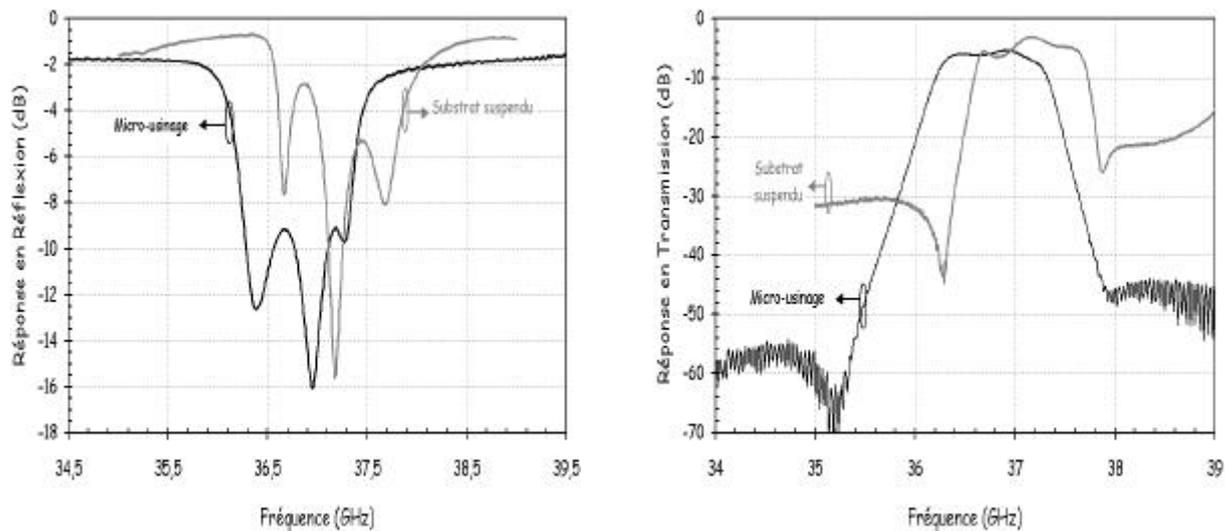


Figure III.97 : Réponses mesurées sur les deux technologies

Les différents paramètres des réponses mesurées sont regroupés dans le tableau III-17.

	Fréquence centrale f_0	Pertes d'insertion	Niveau du TOS	Bande passante à -3 dB	Bande passante à -40 dB	Dynamique gauche	Dynamique droite
Théorie	36,4 GHz	2,5 dB	-18,7 dB	927 MHz	2 GHz	41,7 dB	39 dB
Substrat suspendu	37,2 GHz	3 dB	-2,8 dB	1 GHz	/	27,5 dB	18,2 dB
Micro-usinage	36,8 GHz	5,6 dB	-9 dB	1,05 GHz	2,35 GHz	50 dB	40 dB

Tableau III-17

Les performances du filtre sur silicium micro-usiné sont bien meilleures que sur substrat de quartz suspendu. Comme on a pu le montrer auparavant, la technologie du substrat suspendu est soumise à des contraintes de réalisation très importantes et qui deviennent prépondérantes sur la réponse du filtre lorsqu'on monte en fréquence. la technologie du micro-usinage est elle aussi soumise à des contraintes technologiques (alignement des cavités, gravure inhomogène des cavités,...), mais qui peuvent être minimisées par des moyens techniques existant dans l'industrie (machine permettant l'alignement et le contrôle métrologique des cavités).

V. CONCEPTION DE FILTRES PASSE-BANDE PSEUDO-ELLIPTIQUE EN BANDE W (89 GHz)

Cette partie est consacrée à la conception, puis à la réalisation de filtres passe-bande pseudo-elliptique à la fréquence centrale de 89 GHz. Dans un premier temps, nous allons présenter le cahier des charges du filtre à réaliser et la synthèse associée.

V.1 CAHIER DES CHARGES DU FILTRE

Le gabarit du filtre à réaliser présente les caractéristiques suivantes :

- ↗ fréquence centrale $f_0 = 89$ GHz
- ↗ bande passante à $-2,5$ dB = 3150 MHz
- ↗ bande passante à -3 dB = 3500 MHz
- ↗ bande passante à -40 dB = 7000 MHz
- ↗ ondulation dans la bande passante $< 0,1$ dB
- ↗ niveau de réjection hors bande < 40 dB par rapport au niveau de la réponse en transmission (S_{21}) maximum

A partir de ces données, la synthèse réalisée grâce au logiciel FILCAV [96] (CNES) impose d'avoir :

- ↗ TOS dans la bande passante = -17 dB
- ↗ nombre de pôles 4
- ↗ 2 zéros de transmission
- ↗ bande passante à équi-ondulation $\Delta f = 2909$ MHz

V.2 SYNTHÈSE DU FILTRE PASSE-BANDE PSEUDO-ELLIPTIQUE

La matrice des coefficients de couplage fournie par le logiciel de synthèse FILCAV, à partir du gabarit défini précédemment est alors :

$$[k] = \begin{bmatrix} 0 & 27,1 \cdot 10^{-3} & 0 & 2 \cdot 10^{-3} \\ 27,1 \cdot 10^{-3} & 0 & 22,5 \cdot 10^{-3} & 0 \\ 0 & 22,5 \cdot 10^{-3} & 0 & 27,1 \cdot 10^{-3} \\ 2 \cdot 10^{-3} & 0 & 27,1 \cdot 10^{-3} & 0 \end{bmatrix}$$

Le coefficient de surtension externe, calculé à partir de la résistance d'entrée / sortie $R_{1,4} = 0,921$, a pour valeur : $Q_{\text{ext}} = 33$.

Les réponses idéales en transmission et en réflexion du circuit en éléments localisés équivalent, analysé avec ADS (Agilent Eesof), sont représentées sur la figure III.98.

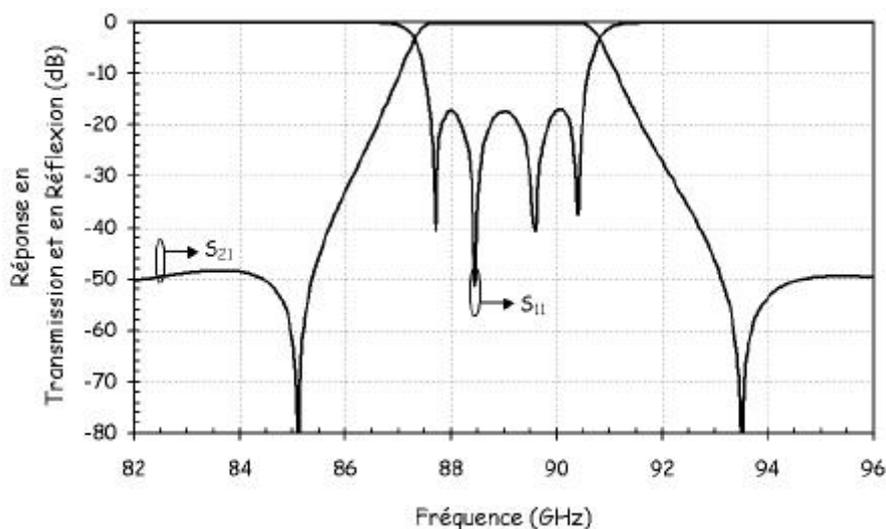


Figure III.98 : Réponses idéales du schéma équivalent d'un filtre 4 pôles pseudo-elliptique

La réalisation de ce filtre à 89 GHz correspond à une étude prospective et dans un premier temps, nous n'avons pas eu de contraintes sur la dynamique de la réponse. C'est pourquoi, nous n'avons pas eu de réelles contraintes sur le facteur de surtension à vide du résonateur.

En bande W, le choix de la technologie de réalisation du filtre s'est porté sur le micro-usinage pour des raisons de facilité et de coût de réalisation. A ces fréquences, la technologie du substrat suspendu nécessite des moyens d'usinage lourds et coûteux.

V.3 CHOIX DES HAUTEURS DE CAPOTS

La hauteur du capot supérieur sera fixée à 250 μm pour limiter le rayonnement du filtre et permettre une gravure homogène du capot. La ligne coplanaire d'impédance caractéristique 50 Ω , impose une largeur d'âme centrale de 110 μm et des largeurs de gap de 50 μm . Pour faciliter le positionnement des micro-cavités au-dessus des lignes coplanaires, la

largeur de la base de la micro-cavité sera de $400\ \mu\text{m}$ pour une hauteur de $250\ \mu\text{m}$ (figure III.99).

Les hauteurs de la cavité supérieure principale et de la micro-cavité sur la ligne coplanaire sont identiques, ce qui favorise une dispersion et un rayonnement moindre du champ électromagnétique du filtre vers les accès.

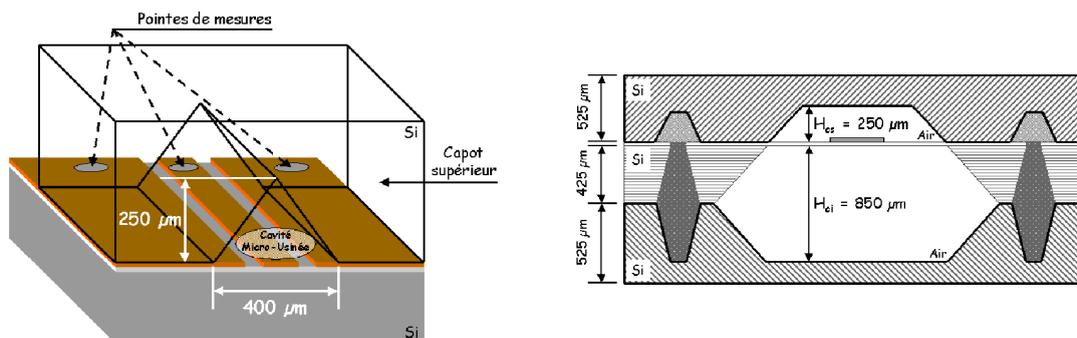


Figure III.99 : Dimensions des hauteurs de cavités

Nous avons choisi une hauteur de cavité inférieure de $850\ \mu\text{m}$, facilitant ainsi la conception de résonateurs planaires à coefficient de surtension à vide élevé.

Les contraintes technologiques de réalisation imposent au guide de silicium situé sous la ligne coplanaire, de posséder une dimension minimale de $200\ \mu\text{m}$ comme montré figure III.100. Pour des largeurs de guide inférieures, l'attaque chimique par le TMAH pourrait surgraver le silicium et ainsi éliminer le guide sous la ligne coplanaire.

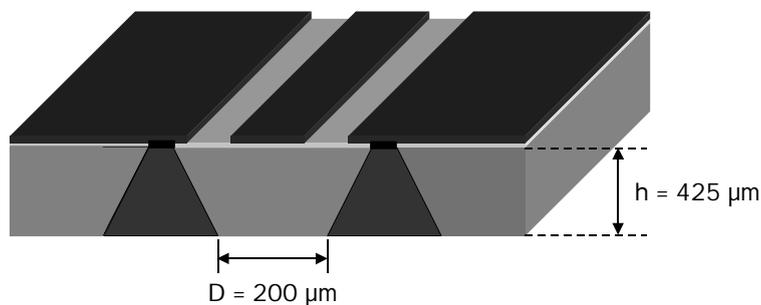


Figure III.100 : Dimensions du guide de silicium sous la ligne coplanaire

V.4 FILTRE MILLIMETRIQUE 4 POLES PSEUDO-ELLIPTIQUE A RESONATEURS PATCHS

Dans un premier temps, nous avons conçu le filtre 4 pôles pseudo-elliptique avec la topologie utilisée lors des études précédentes (figure III.101).

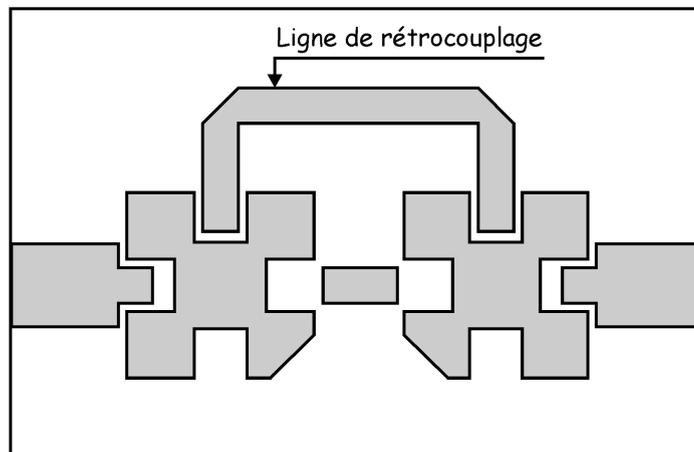


Figure III.101 : Filtre 4 pôles pseudo-elliptique avec des résonateurs patchs

Avec les hauteurs de cavités définies précédemment, le résonateur patch présente un facteur de surtension à vide de 230.

La simulation du filtre a été effectuée en découplant les accès afin d'identifier les pics de résonance des différents modes de la structure comme montré figure III.102.

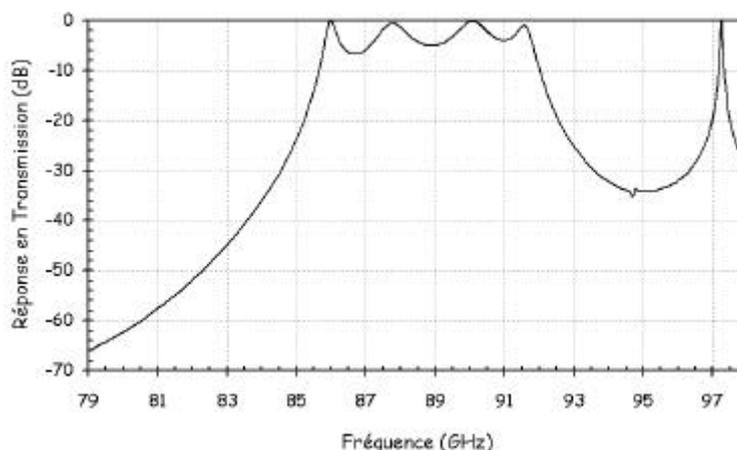


Figure III.102 : Réponse en transmission du filtre 4 pôles pseudo-elliptique

Le pic de résonance situé à 97 GHz correspond au mode de résonance de la ligne de rétrocouplage. La présence de ce mode à proximité de la bande passante du filtre ne permet pas l'apparition du zéro de transmission à droite de la bande passante. Une optimisation de la hauteur de la cavité inférieure et de la longueur de la ligne de rétrocouplage n'a pas permis de rejeter la résonance de cette ligne suffisamment loin de la bande passante du filtre. C'est pourquoi, nous nous sommes intéressés à un filtre composé de lignes microrubans demi-onde.

V.5 FILTRE MILLIMETRIQUE 4 POLES PSEUDO-ELLIPTIQUE A RESONATEURS MICRORUBANS DEMI-ONDE

La première étape consiste à dimensionner le résonateur microruban demi-onde pour avoir une fréquence de résonance de 89 GHz.

V.5.1. DIMENSIONNEMENT DU RESONATEUR

Suite à l'étude menée dans le chapitre II, la largeur du résonateur microruban demi-onde est fixée à $800 \mu\text{m}$. Le circuit est déposé sur une membrane de BCB d'épaisseur $10 \mu\text{m}$ et de permittivité 2,7, dans une cavité métallique parallélépipédique dont les hauteurs de cavités supérieure et inférieure à la membrane sont respectivement de $250 \mu\text{m}$ et $850 \mu\text{m}$.

L'analyse électromagnétique, réalisée avec Momentum en découplant les accès, a permis de déterminer la longueur du résonateur définie figure III.103.

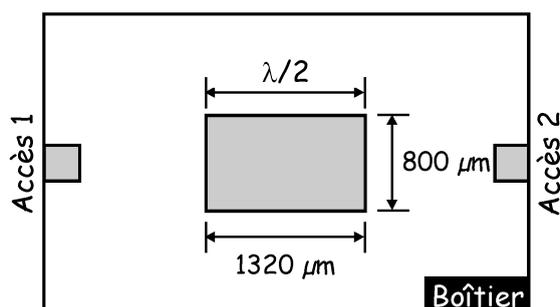


Figure III.103 : Résonateur microruban demi-onde

La simulation de ce circuit, en ajoutant les pertes métalliques et diélectriques, a permis de déterminer un facteur de surtension à vide de 480 pour ce résonateur.

La valeur obtenue est optimiste car la structure micro-usinée n'est pas entièrement blindée, ni parfaitement fermée.

La seconde étape consiste donc à étudier les couplages entre les résonateurs et les systèmes d'excitation en entrée et en sortie, ainsi que les couplages inter-résonateurs afin d'en déduire les configurations possibles permettant d'obtenir les valeurs de couplages déterminées théoriquement lors de la synthèse du filtre.

V.5.2. CONCEPTION – CALCUL DES COEFFICIENTS DE COUPLAGES

Le circuit représentant le filtre 4 pôles pseudo-elliptique utilisant des résonateurs microrubans demi-onde est montré figure III.104.

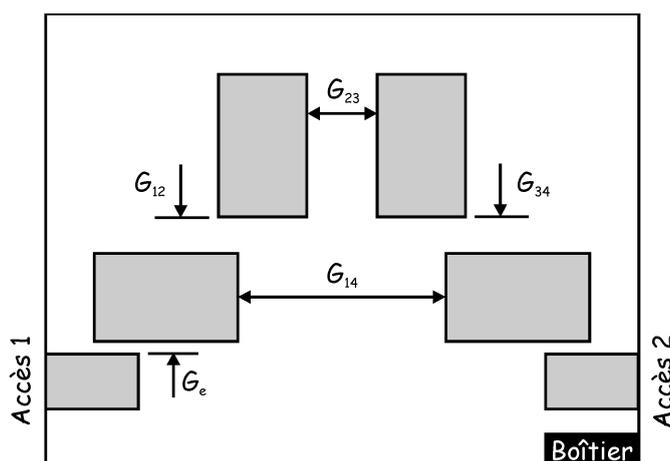


Figure III.104 : Topologie du filtre 4 pôles pseudo-elliptique

La synthèse du filtre a été réalisée à partir des étapes suivantes :

La première étape consiste à déterminer le gap réalisant le couplage direct de la matrice de couplage objectif. Les résonateurs microrubans sont couplés sur leur largeur. L'évolution du coefficient de couplage inter-résonateurs "k" est représenté sur la figure III.105, pour des valeurs de gaps variant de 1 800 μm à 2 200 μm .

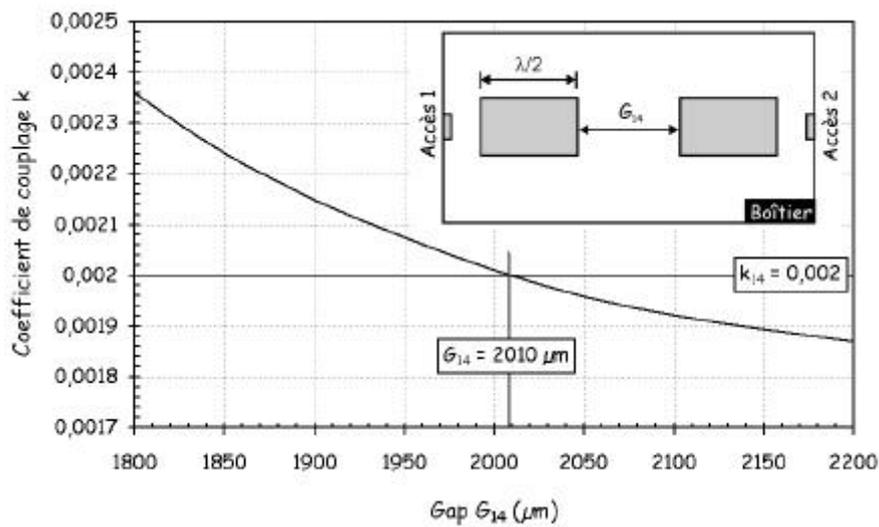


Figure III.105 : Evolution du couplage inter-résonateur k_{14}

Un gap inter-résonateurs de 2 010 μm sera nécessaire pour obtenir le coefficient de couplage direct k_{14} de 0,002.

La deuxième étape consiste à déterminer le couplage k_{23} , réalisé par le gap situé entre deux résonateurs microrubans demi-onde couplés sur leur longueur. L'évolution du coefficient de couplage inter-résonateur k_{23} est représentée sur la figure III.106, pour des valeurs de gaps variant de 660 μm à 740 μm .

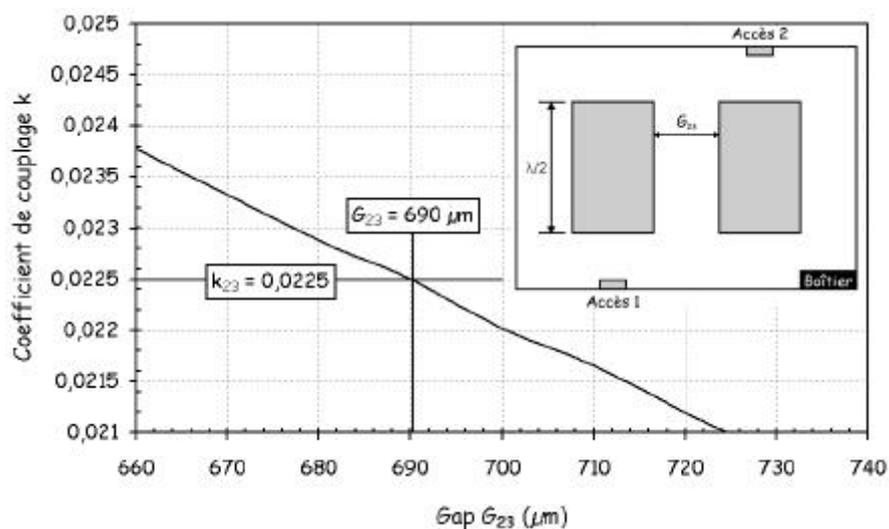


Figure III.106 : Evolution du couplage inter-résonateur k_{23}

Un gap inter-résonateur G_{23} de $690 \mu\text{m}$ sera nécessaire pour obtenir le coefficient de couplage k_{23} de valeur $22,5 \cdot 10^{-3}$.

La troisième étape consiste à déterminer les couplages mixtes k_{12} et k_{34} . Ce couplage est réalisé par le gap situé entre deux résonateurs demi-onde disposés orthogonalement (figure III.107).

L'évolution du coefficient de couplage mixte est représentée sur la figure pour des valeurs de gaps variant de 295 à $325 \mu\text{m}$.

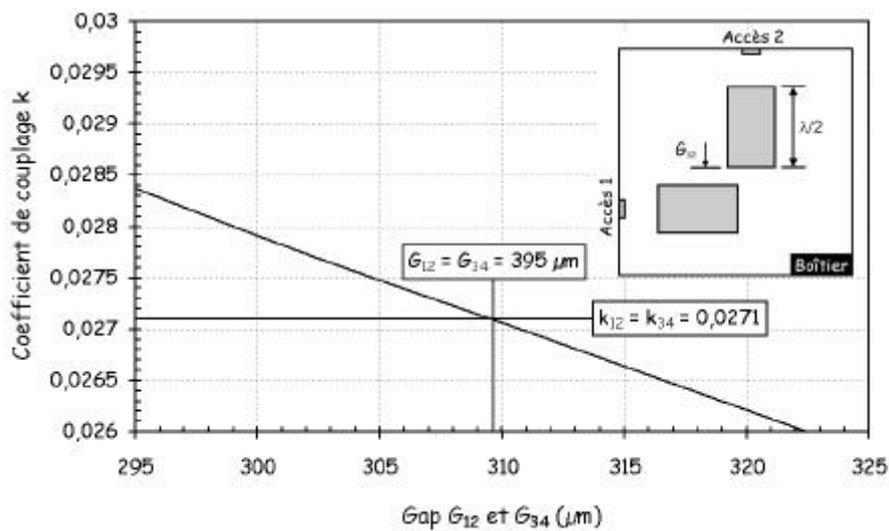


Figure III.107 : Evolution des couplages mixtes k_{12} et k_{34}

Un gap inter-résonateur de $395 \mu\text{m}$ sera nécessaire pour obtenir les coefficients de couplage k_{12} et k_{34} de valeur $27,1 \cdot 10^{-3}$.

La dernière étape consiste à déterminer la valeur du gap entre la ligne d'excitation et le premier résonateur pour obtenir le coefficient de surtension externe de la matrice de couplage objectif. Le couplage entre la ligne d'excitation et le premier résonateur est réalisé sur la longueur du résonateur microruban demi-onde (figure III.108).

L'évolution du coefficient de surtension externe Q_e est représenté sur la figure III.108, pour des valeurs de gaps variant de $105 \mu\text{m}$ à $130 \mu\text{m}$.

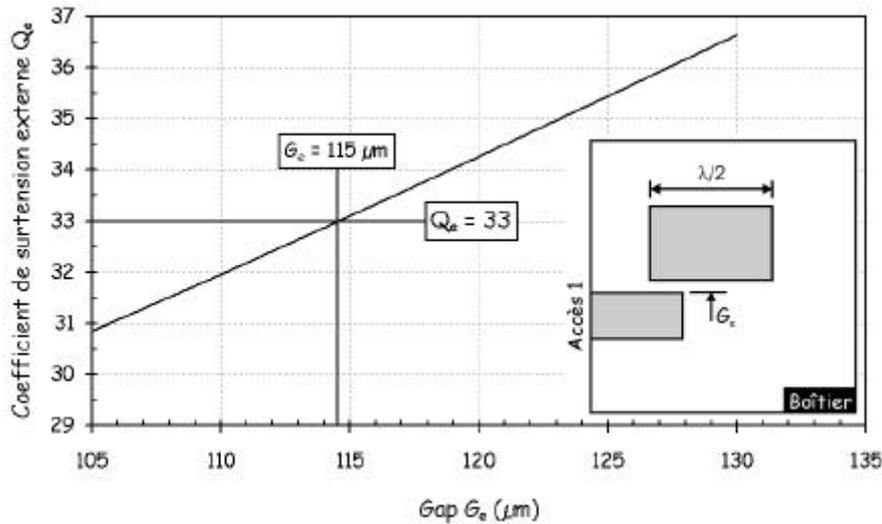


Figure III.108 : Evolution du coefficient de surtension externe Q_e

Un gap entre la ligne d'excitation et le premier résonateur de $115 \mu\text{m}$ est nécessaire pour obtenir un coefficient de surtension externe de 33.

L'analyse électromagnétique par segmentation nous a permis de déterminer les dimensions du filtre, les variations des différents couplages inter-résonateurs et le facteur de surtension externe en fonction des paramètres susceptibles d'être optimisés.

V.5.3. ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE GLOBALE DU FILTRE A 4 POLES

A l'issue de cette étude, le filtre est analysé globalement à l'aide du logiciel Momentum. Il se compose de quatre résonateurs microrubans demi-onde de largeur $800 \mu\text{m}$ déposés sur une fine membrane de BCB d'épaisseur $10 \mu\text{m}$ et de permittivité relative 2,7. Les hauteurs des cavités supérieure et inférieure sont respectivement de $250 \mu\text{m}$ et $850 \mu\text{m}$. la topologie et les dimensions du filtre pseudo-elliptique à quatre pôles sont représentées sur la figure III.109.

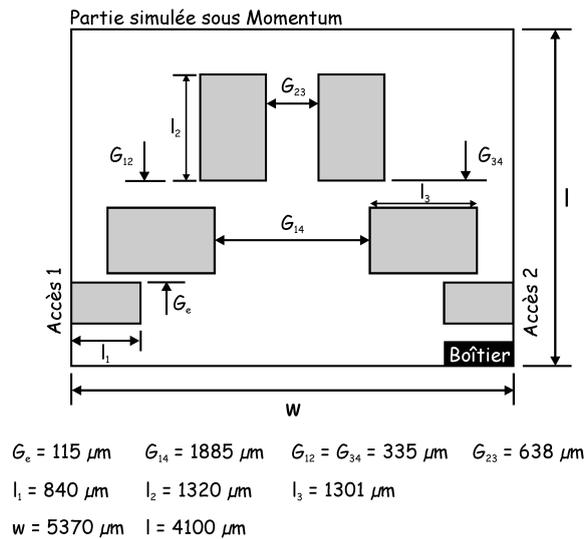


Figure III.109 : Filtre 4 pôles pseudo-elliptique utilisant des résonateurs demi-onde

La figure III.110 représente la réponse en transmission et en réflexion du filtre sans pertes.

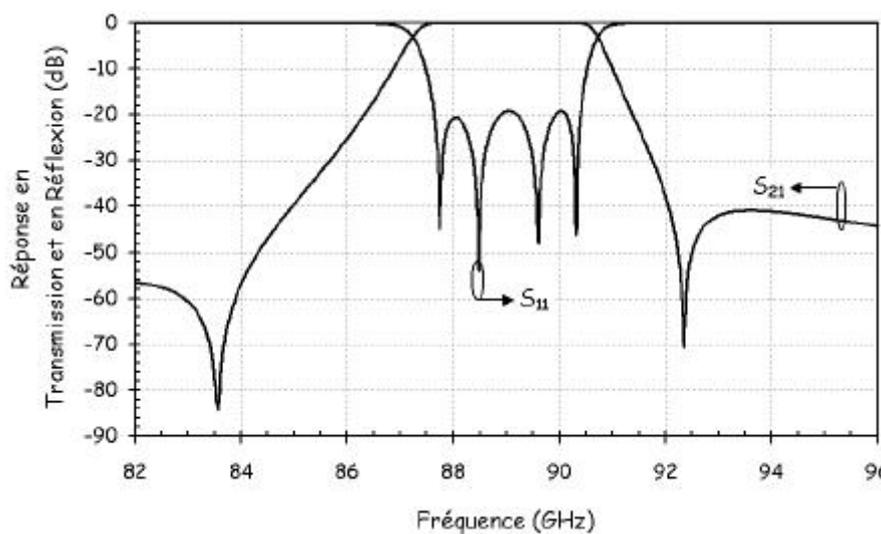


Figure III.110 : Réponses du filtre sans pertes

La simulation du filtre, en tenant compte des pertes avec le logiciel Momentum, a présenté des modes de résonance de boîtier dans la bande passante. Pour vérifier la présence de modes dans la structure, nous avons calculé, à partir de la formule (III.18), les fréquences de coupure de chaque mode (tableau III-18). Le boîtier est parallélépipédique dont les dimensions sont $5\,370 \mu\text{m} \times 4\,100 \mu\text{m} \times 1\,110 \mu\text{m}$.

Modes	Fréquences de coupures (GHz)
TE ₁₂₀	78,05
TE ₃₁₀	91,17
TE ₂₂₀	91,75
TE ₃₂₀	110,9

Tableau III-18 : Nomenclature des modes

Le calcul des modes de boîtier montre la présence des modes TE₃₁₀ et TE₂₂₀ dans la bande passante du filtre. Cependant, la structure micro-usinée ne représente pas une cavité parallélépipédique parfaitement blindée. De plus, les mesures du filtre 4 pôles pseudo-elliptique en bande Ka ont montré que les modes de boîtier théorique prédit ne correspondaient pas à la mesure. Ainsi, en théorie, en bande Ka, le boîtier présentait deux modes à proximité de la bande, le TE₁₁₀ à 28,17 GHz et le TE₂₁₀ à 39,2 GHz. La mesure a démontré la présence d'un mode situé à 20,9 GHz, correspondant à la résonance de la ligne de rétrocouplage du filtre.

C'est pourquoi nous allons réaliser ce filtre.

V.5.4. MESURES – DISCUSSION

Le circuit réel est présenté figure III.111.

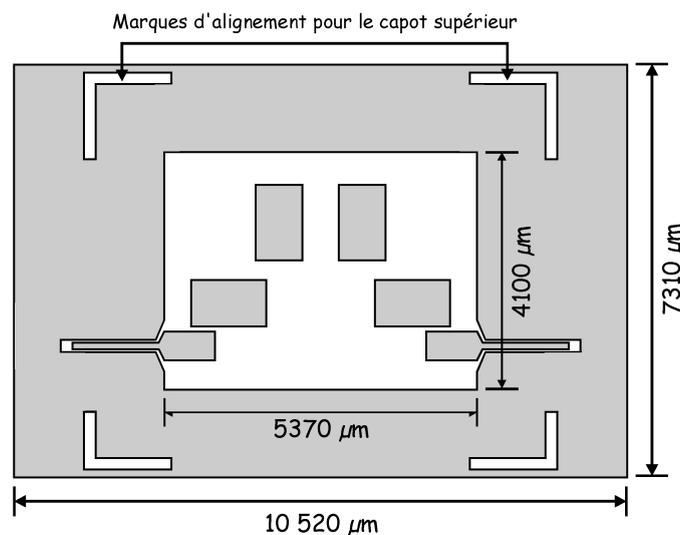


Figure III.111 : Layout du filtre 4 pôles pseudo-elliptique

Les réponses en transmission, puis en réflexion du filtre, sont présentées respectivement sur les figures III.112.a et III.112.b.

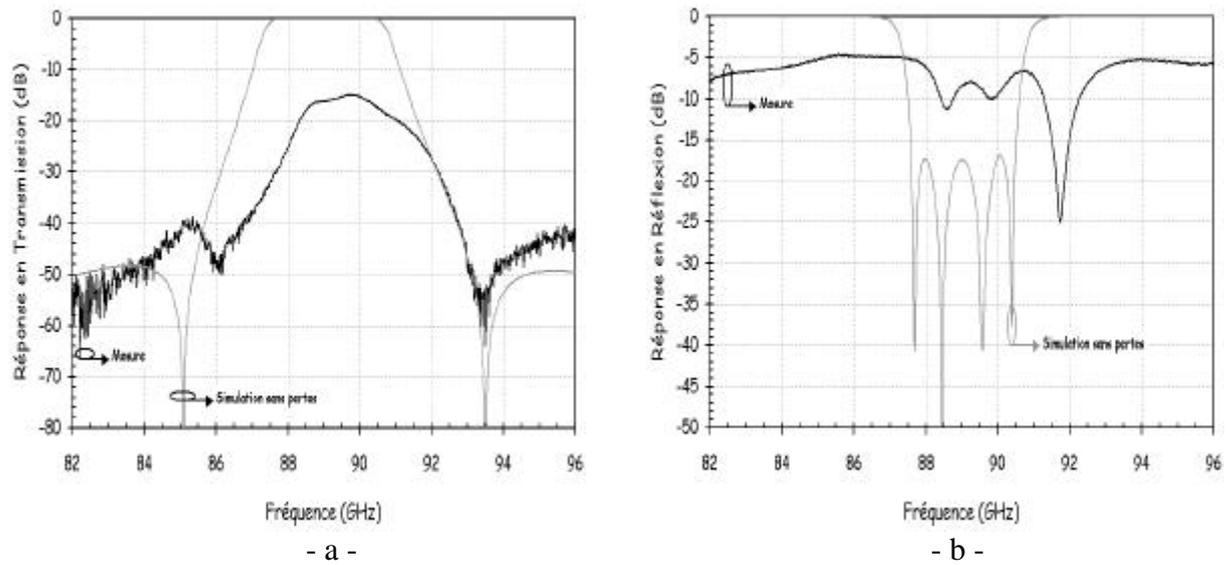


Figure III.112 : Réponses mesurées et simulées du filtre 4 pôles pseudo-elliptique

On peut constater que la réponse du filtre est fortement dégradée en cela pour plusieurs raisons. Tout d'abord, le coefficient de surtension externe du filtre est augmenté par l'ajout de la ligne d'accès coplanaire sur le silicium massif. De plus, chaque ligne coplanaire présente 2,5 dB de pertes pour une longueur de 1 480 μm .

La transition entre la ligne coplanaire sur silicium et la ligne microruban sur membrane de BCB favorise la création d'une boucle de champ magnétique qui vient exciter le mode du guide de silicium situé sous la ligne coplanaire comme présenté figure III.113.

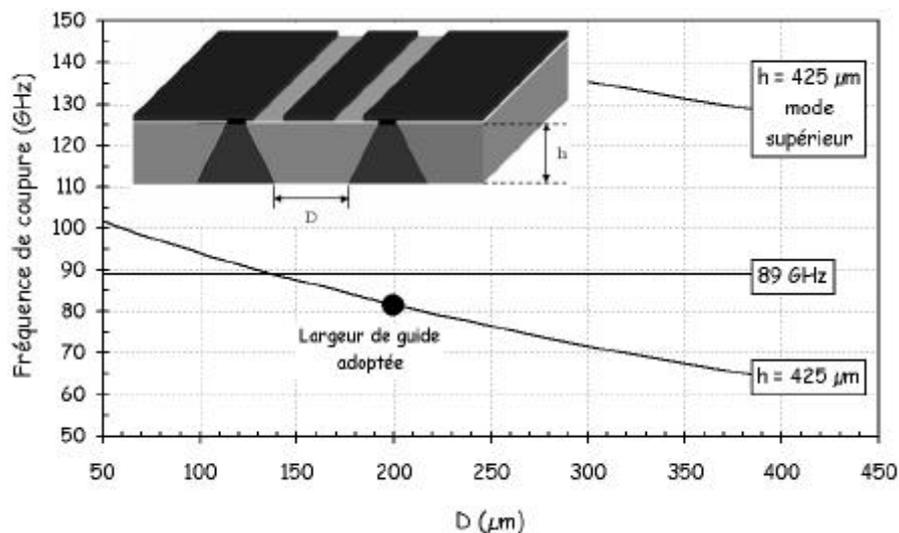


Figure III.113 : Fréquences de coupures du guide situé sous la ligne coplanaire

Pour un substrat d'épaisseur $425 \mu\text{m}$, le guide de silicium situé sous la ligne coplanaire présente un mode de résonance dont la fréquence de coupure est à 82 GHz , pour une distance entre les vias métallisés de $200 \mu\text{m}$.

De plus, pour être adaptée à 50Ω , la ligne coplanaire d'excitation possède une largeur d'âme centrale W de $110 \mu\text{m}$ et des gaps G de $50 \mu\text{m}$. Sachant que la ligne n'est pas purement coplanaire car il existe un plan de masse sous le substrat de silicium, la ligne coplanaire doit respecter la condition suivante $W + 2G \leq \lambda_d/10$, afin que la propagation du champ sur cette ligne soit purement coplanaire.

Or, avec les dimensions de ligne et de gaps adoptées, nous nous situons dans la configuration où $W + 2G > \lambda_d/10$. La ligne propage donc deux types de modes : le mode microruban et le mode coplanaire. L'interaction des deux types de propagation augmente les effets de dispersion de la ligne, ce qui peut être une cause des mauvaises performances du filtre.

Ensuite, nous avons étudié le guide de silicium présent autour du circuit afin de déterminer la présence de modes propagatifs. Pour cela, une étude en deux dimensions, par la méthode des éléments finis, de la section transverse du guide diélectrique a été menée. Les résultats obtenus sont présentés en figure III.114.

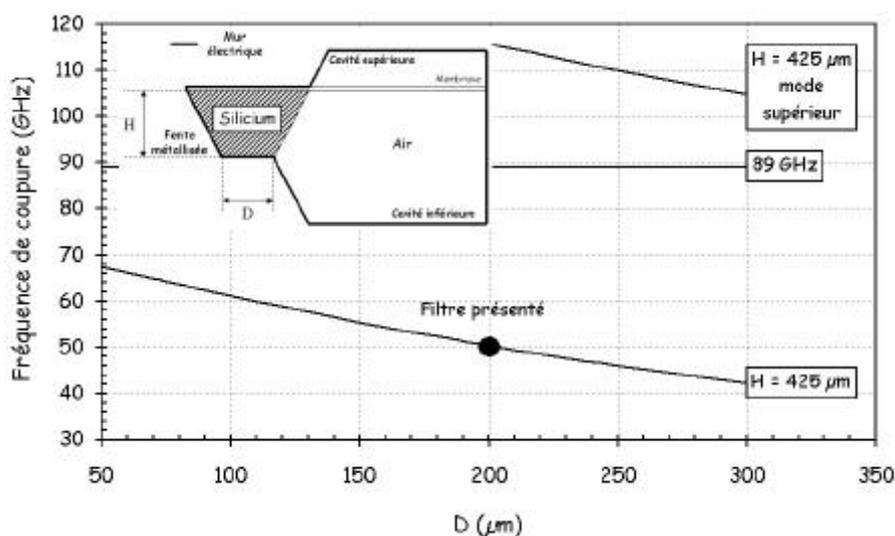


Figure III.114 : Fréquences de coupures des modes du guide entourant le circuit en fonction de la hauteur du substrat et de la distance d

Pour une hauteur de $425 \mu\text{m}$, le guide diélectrique de silicium entourant le circuit propage un mode dont la fréquence de coupure est à 50 GHz . Le champ magnétique présent au niveau de la transition entre la ligne coplanaire et la ligne microstrip d'excitation excite le mode présent dans ce guide diélectrique. Par conséquent, seule une partie du champ magnétique présent excite le filtre, ce qui dégrade fortement sa réponse.

V.5.5. INFLUENCE DE LA HAUTEUR DU CAPOT INFÉRIEUR SUR LA RÉPONSE DU FILTRE

Nous avons mesuré le filtre à quatre pôles pseudo-elliptique sans le premier wafer de silicium réalisant le fond de la cavité inférieure. Ainsi, le capot inférieur est à $425 \mu\text{m}$ du circuit comme présenté figure III.115. Le but de cette partie est de juger l'influence de la hauteur de la cavité inférieure sur la réponse du filtre.

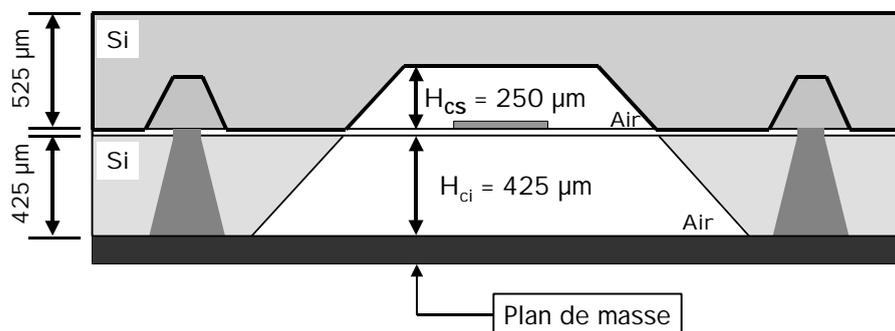


Figure III.115 : Hauteurs des capots de la structure mesurée

Les réponses en transmission et en réflexion du filtre, pour une hauteur de capot supérieure de $250 \mu\text{m}$ et une hauteur de capot inférieure de $425 \mu\text{m}$, sont représentées figures III.116.a et III.116.b.

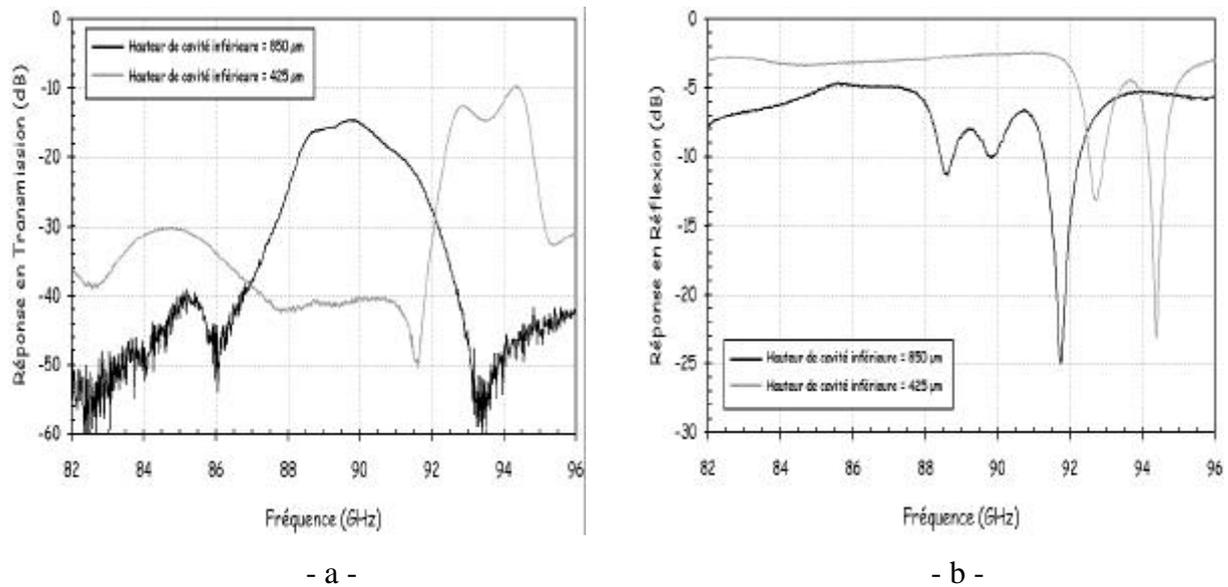


Figure III.116 : Réponses mesurées du filtre à 4 pôles pseudo-elliptique

La diminution de la hauteur du capot inférieur a provoqué un décalage en fréquence d'environ 3,5 GHz vers les hautes fréquences, ce qui était prévisible. La réponse en transmission mesurée montre une bande passante plus étroite lorsque le capot inférieur est à 425 μm que lorsqu'il est à 850 μm . Les dimensions du filtre étant figées, la diminution de la hauteur du capot inférieur impose des coefficients de couplages plus faibles, c'est pourquoi la bande passante en transmission du filtre est moindre. De plus, la diminution de la hauteur du capot inférieur entraîne une augmentation du coefficient de surtension externe. Dès lors le filtre n'est plus assez couplé en entrée / sortie, c'est pourquoi la réponse en transmission montre deux pics distincts.

On peut remarquer sur la réponse en transmission que le niveau des pertes d'insertion est passé de 14,6 dB à 9,8 dB lorsque la hauteur du capot inférieur diminue. En fait, pour une hauteur de cavité inférieure de 425 μm , la réponse en transmission du filtre (figure III.116.a) montre la présence d'un mode de boîtier dont la fréquence de coupure est située à 85 GHz. On peut supposer que ce mode dépend uniquement de la section longitudinale du circuit, par conséquent il ne dépend pas de la hauteur de la structure et donc ce mode doit être présent lorsque la hauteur de la cavité inférieure est de 850 μm . La proximité de ce mode diminue fortement les performances du filtre.

C'est pourquoi, dans la partie suivante, nous avons modifié la forme du boîtier afin de repousser les modes présents dans, et à proximité de la bande passante du filtre.

V.5.6. MODIFICATION DE LA FORME DU BOÏTIER

Dans le but de repousser les modes de boîtier présents dans, et à proximité de la bande passante du filtre, nous avons modifié la forme de la cavité inférieure suivant le masque montré figure III.117. La figure III.117, montre la modification apportée au plan de masse entourant le filtre afin de suivre le contour de la cavité inférieure.

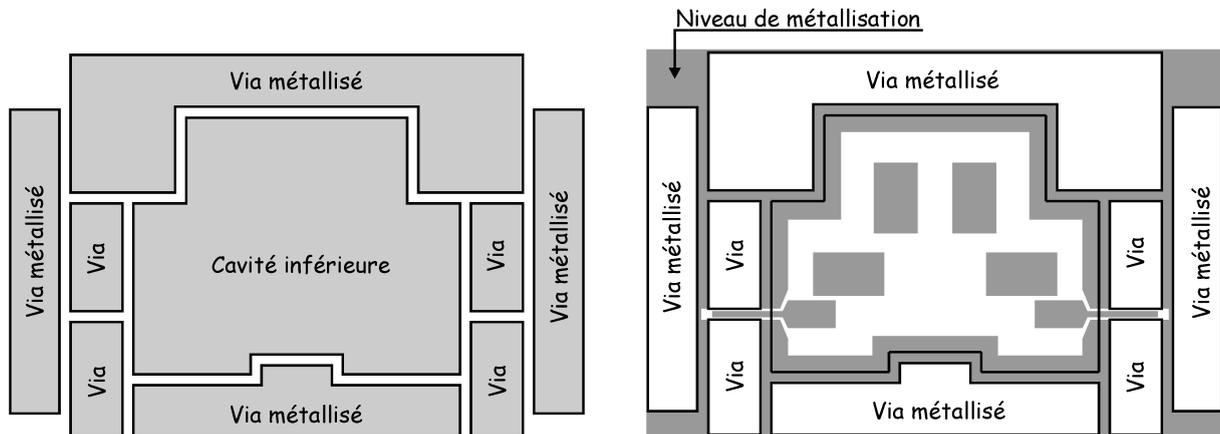


Figure III.117 : Masques de la cavité inférieure modifiée et du circuit

Les dimensions du filtre restent les mêmes, seule la forme de la cavité inférieure a changé. Nous avons simulé la structure par la méthode des éléments finis en oscillations forcées. En tenant compte de la symétrie de la structure, le calcul a été effectué à partir du maillage du filtre représenté figure III.118.

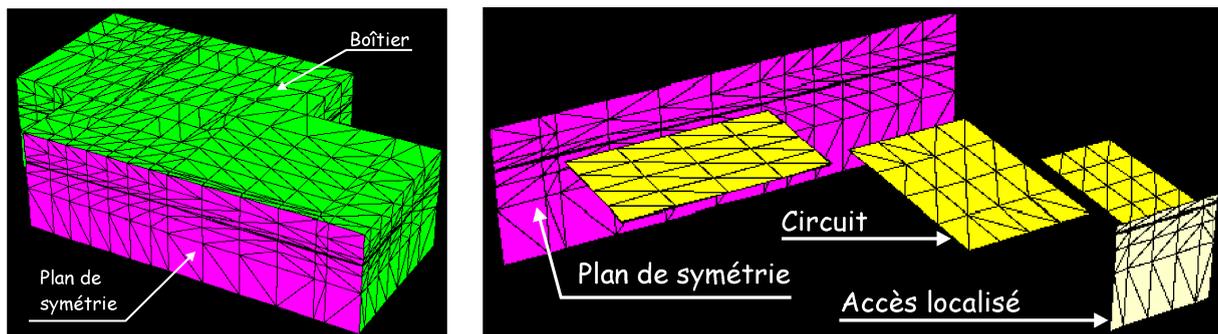


Figure III.118 : Maillage du filtre

Nous avons simulé le filtre en découplant les résonateurs d'entrée / sortie afin d'identifier les divers pics de résonances du filtre représentés sur la réponse en transmission figure III.119.

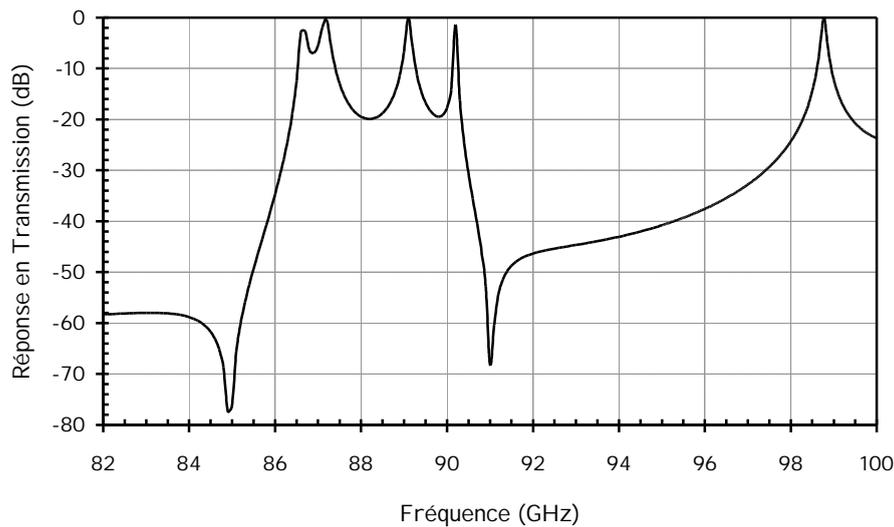


Figure III.119 : Réponse simulée du filtre dont la forme du boîtier a été modifiée

La réponse en transmission montre le décalage en fréquence des modes de boîte lorsqu'on modifie la forme du boîtier. Ainsi, le mode TE_{310} présent à 91,17 GHz sur la structure du paragraphe voit sa fréquence de coupure décalée à 98,8 GHz.

Les figures III.120.a et III.120.b représentent les réponses en transmission et en réflexion du filtre lorsque le boîtier est modifié et lorsqu'il ne l'est pas.

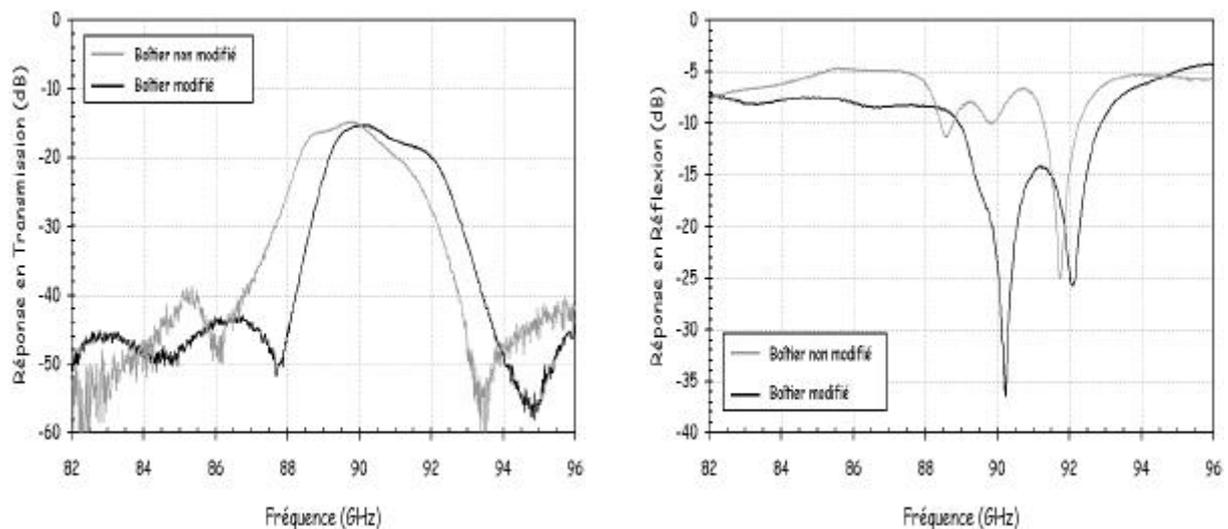


Figure III.120 : Réponses mesurées du filtre avec et sans modification du boîtier

Le niveau des pertes d'insertions dans la bande passante de la réponse en transmission n'évolue pas lorsque la forme de la cavité inférieure est modifiée. Par contre, la modification

du boîtier entraîne une augmentation de la réjection hors bande du filtre. De plus, la réponse en réflexion du filtre dont la forme du boîtier a été modifiée montre un meilleur TOS que le filtre dont le boîtier n'a subi aucune modification.

Une simulation en oscillations libres par la méthode des éléments finis du boîtier en trois dimensions a été effectuée. Le boîtier présente un mode dont la fréquence de coupure se situe à 98,8 GHz, la configuration du champ électrique de ce mode est représenté figure III.121.b.

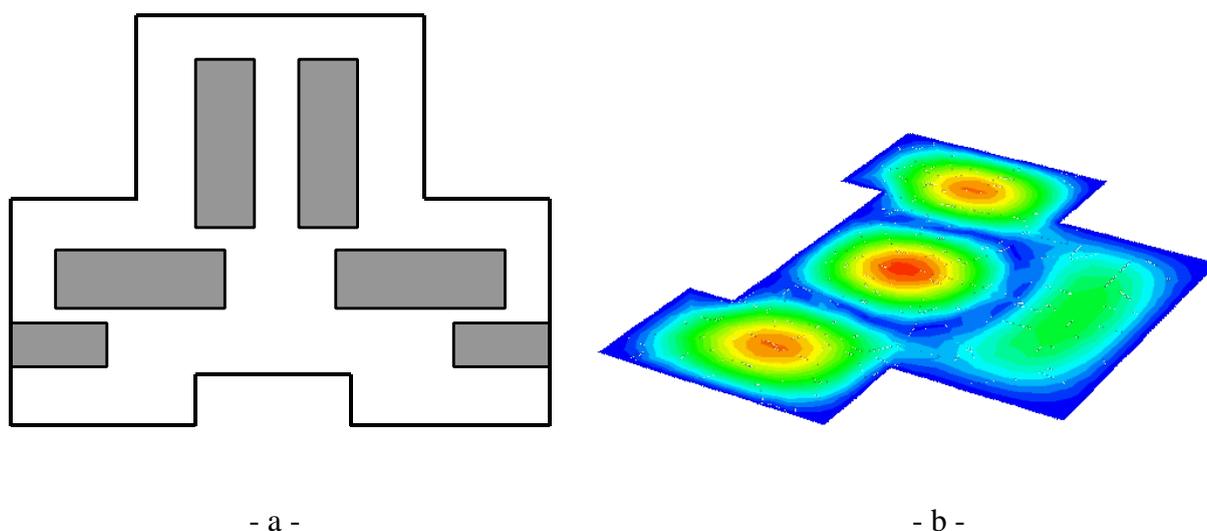


Figure III.121 : Configuration du champ électrique du mode de boîtier

Le champ électrique du mode de boîtier est concentré dans la zone où se situent les résonateurs d'entrée / sortie et les lignes d'excitations.

Afin de remédier à ce problème, une nouvelle méthode d'excitation des filtres micro-usinés sera présentée dans les perspectives à ce travail de thèse.

V.6 DISCUSSION

Le point faible des circuits micro-usinés présentés dans ce manuscrit est le système d'excitation qui, d'une part, ne permet pas de fermer totalement la structure et, d'autre part, excite les modes du guide de silicium situé sur la ligne coplanaire.

Dans cette partie, nous allons présenter les choix technologiques de fabrication à adopter pour améliorer les performances du filtre en bande W.

Une simulation, en deux dimensions par la méthode des éléments finis, de la section transverse du guide diélectrique en silicium (figure III.122) situé sous la ligne coplanaire d'excitation, a été effectuée.

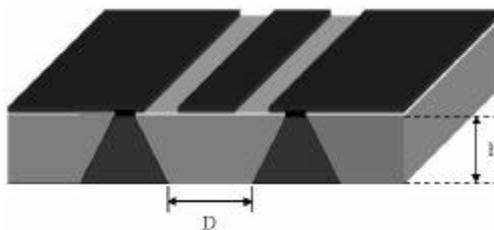


Figure III. 122 : Guide diélectrique en silicium sous la ligne coplanaire d'accès

Les fréquences de coupures des modes présents dans le guide, pour différentes hauteurs de substrat sont montrées figure III.123.

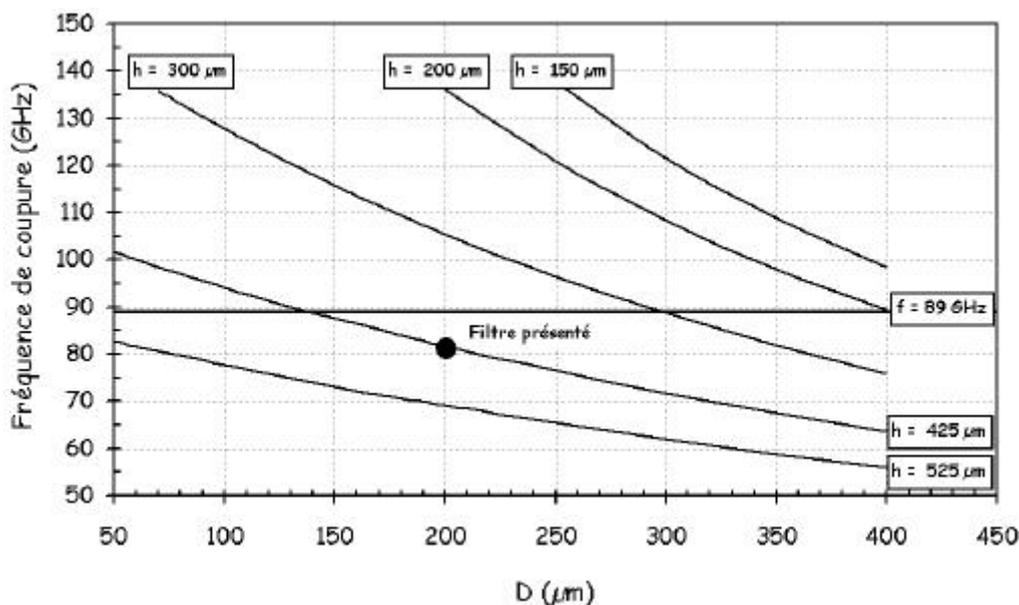


Figure III.123 : Fréquences de coupures des modes du guide situé sous la ligne d'excitation en fonction de la hauteur du substrat de silicium

Pour une largeur de guide D de 200 μm, un mode dont la fréquence de coupure est 82 GHz se propage. Pour empêcher la propagation de modes dans le guide diélectrique, une largeur D de 100 μm serait souhaitable mais difficilement réalisable en pratique. Une autre solution serait de micro-usiner un substrat de plus faible épaisseur. Par exemple, avec un

substrat de $300\ \mu\text{m}$ d'épaisseur et une largeur de guide de $200\ \mu\text{m}$, la fréquence de coupure du mode propagatif est de $105\ \text{GHz}$.

Une simulation en deux dimensions par la méthode des éléments finis de la section transverse du guide diélectrique de silicium entourant le circuit (figure III.121), a été réalisée. Le guide diélectrique n'est pas blindé sur la partie micro-usinée formant la cavité.

La figure III.124 montre les fréquences de coupures des modes propagatifs dans le guide diélectrique pour différentes hauteurs de substrat.

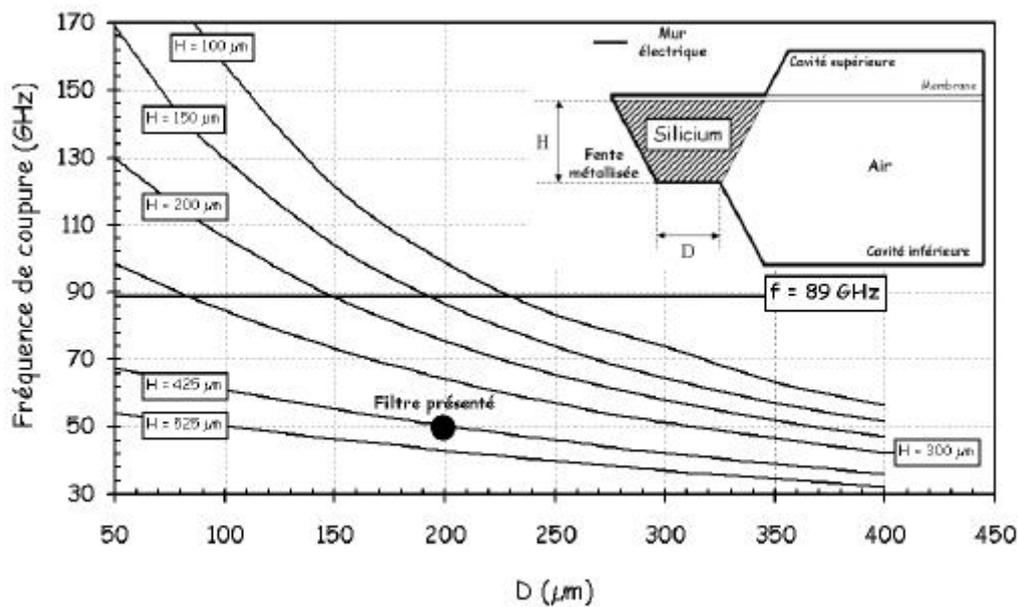


Figure III.124 : Fréquences de coupures des modes du guide diélectrique entourant le circuit en fonction de la hauteur du substrat

Pour une hauteur de substrat de $425\ \mu\text{m}$, un mode dont la fréquence de coupure est $50\ \text{GHz}$, se propage dans le guide. Le développement d'un filtre à $89\ \text{GHz}$ nécessiterait l'utilisation d'un substrat de silicium d'épaisseur $100\ \mu\text{m}$ ou la diminution de la largeur du guide transverse afin d'éviter la propagation de modes de guide autour du circuit.

VI. CONCLUSION

Les différentes conceptions de filtres pseudo-elliptique en bande K, Ka et W, ont montré qu'il était possible de respecter les contraintes de filtrage assez sévères imposées par les applications radiométriques.

Les résultats expérimentaux des filtres sur substrat de quartz suspendu et micro-usinés ont permis, dans un premier temps, de valider les simulations électromagnétiques, effectuées avec MOMENTUM 2D^{1/2} (Agilent), des deux topologies originales de filtres développées dans ce chapitre. La première, constituée de deux résonateurs patch carré à fentes utilisés pour la conception des filtres en bande K et Ka, et la seconde formée de quatre résonateurs linéiques demi-onde fonctionnant en bande W.

Les réponses mesurées des filtres sur substrat de quartz suspendu montrent une fréquence centrale plus élevée, et des couplages plus forts qu'en théorie, en bande K comme en bande Ka. Les contraintes mécaniques d'usinage du substrat et des cavités métalliques peuvent être une explication à ces écarts. Cette technologie de réalisation impose donc la conception de plusieurs variantes du filtre initial, afin de pouvoir atteindre les objectifs de filtrage souhaités. De plus, les différentes tolérances d'usinage deviendront des freins importants à la réalisation de filtres sur substrat de quartz suspendu à des fréquences plus hautes.

La réalisation d'un filtre passe-bande à quatre pôles pseudo-elliptique, en bande Ka, par la technologie du micro-usinage permet d'atteindre, sans aucun réglage le gabarit de filtrage souhaité. Cependant, le point faible de la structure provient des accès coplanaires utilisés pour mesurer le filtre. En effet, l'emploi de ce type d'excitation empêche de fermer totalement la structure, ce qui a pour conséquence d'accroître les pertes par rayonnement du filtre. De plus, la longueur importante de la ligne coplaire située sur le substrat de silicium contribue à augmenter les pertes d'insertions ainsi qu'à dégrader le facteur de surtension externe du filtre. Nous proposerons dans les perspectives à ce travail une solution à ces problèmes. La réalisation de ce filtre par la technologie du substrat de quartz suspendu a permis de comparer les avantages et les inconvénients de chaque technologie en terme de performances électriques, d'encombrement et de facilité d'intégration.

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à la conception, puis à la réalisation de filtres passe-bande à quatre pôles pseudo-elliptique en bande W. Une topologie originale de filtre a été développée. Ce filtre emploie quatre résonateurs linéiques demi-onde possédant un coefficient de surtension à vide important. Des simulations électromagnétiques ont montré qu'il était nécessaire de modifier la forme du boîtier afin de repousser les fréquences de coupures des modes de boîtier. Des mesures ont permis de valider la topologie du filtre et ont montré la nécessité de changer de méthode d'excitation des filtres micro-usinés. Les simulations électromagnétiques effectuées apportent des explications sur les mauvaises performances des filtres mesurés. Une discussion sur les aspects technologiques de réalisation propose des solutions à adopter pour améliorer les performances de ces circuits.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été consacrés à la conception, puis à la réalisation de filtres aux fréquences microondes et millimétriques appliquées à la radiométrie spatiale, dans le cadre de la mission MEGHA-TROPIQUES. Pour répondre aux besoins de la mission en terme de filtrage, des filtres pseudo-elliptique en bande K, Ka et W ont été réalisés sur deux technologies différentes.

Le premier chapitre a permis de décrire de façon sommaire le principe de fonctionnement, ainsi que les grandeurs caractéristiques d'un radiomètre. Cette étude a mis en évidence la complexité du procédé radiométrique et les différents sous systèmes constituant un radiomètre dont la fonction de filtrage, habituellement réalisée par des filtres passifs en guide d'ondes. Ces filtres offrent de bonnes performances électriques, mais sont pénalisés par leur coût de fabrication, leur poids et les difficultés d'interconnexion avec les circuits électroniques extérieurs. Une étude bibliographique décrivant les différentes technologies existantes actuellement, a permis de mettre en évidence leurs avantages ainsi que leurs inconvénients. De cette étude, seules deux technologies, le substrat suspendu dans une cavité métallique parallélépipédique et le micro-usinage ont été retenues pour la conception, puis la réalisation des filtres.

Le deuxième chapitre est dédié à la compréhension du comportement des paramètres caractéristiques des filtres microondes en fonction de différentes topologies de résonateurs planaires, ainsi que des paramètres physiques et géométriques des deux technologies de réalisations retenues. Cette étude a porté sur deux topologies de résonateurs planaires, un résonateur linéique demi-onde et un résonateur patch carré de forme originale. Il ressort de cette analyse, qu'un résonateur planaire présente quasiment le même facteur de qualité à vide sur les deux technologies de conception, par contre, le résonateur linéique demi-onde offre un coefficient de surtension à vide plus fort que le résonateur patch à fentes quelle que soit la technologie adoptée. Ceci est justifié par la faible section transversale du résonateur patch devant celle du résonateur linéique, ce qui augmente la densité de courant, donc les pertes ohmiques et par conséquent diminue le facteur de qualité à vide du résonateur patch.

La suite de l'étude a montré qu'il était possible d'augmenter la valeur du facteur de qualité à vide d'un résonateur planaire en augmentant les hauteurs des cavités situées en-dessous et au-dessus du substrat. Seule l'apparition des modes de boîtiers limite les hauteurs des cavités à adopter.

L'analyse des coefficients de couplages (inter-résonateurs et entrée / sortie), a établi que la technologie du substrat de quartz suspendu présente des couplages plus élevés que la technologie du micro-usinage. De plus, le fait d'accroître les hauteurs des capots sur les deux technologies favorise des couplages plus forts, donc des distances de couplages inter-résonateurs ou d'entrée / sortie plus grandes.

Par conséquent, lors de la conception d'un filtre, un compromis entre hauteurs des cavités, performances électriques du résonateur et distances de couplages, doit être trouvé afin que les modes de boîtier n'apparaissent pas dans la bande fréquentielle d'étude.

Enfin, *le troisième chapitre* de ce manuscrit est consacré à la conception, puis à la réalisation de filtres sur substrat de quartz suspendu (en bande K et Ka), et sur substrat de silicium micro-usiné (en bande Ka et W).

- ↪ Dans un premier temps, un filtre passe-bande à quatre pôles pseudo-elliptique utilisant deux résonateurs patch à fentes fonctionnant en bande K (18,7 GHz) a été conçu sur la technologie du substrat de quartz suspendu. Les mesures du dispositif ont permis de valider la topologie du filtre et montrent, par contre, un décalage important de la fréquence centrale du filtre, ainsi qu'une bande passante à -3 dB plus large que prévu. Une étude de sensibilité, menée sur les dimensions du circuit, a permis de donner une explication à ces décalages observés sur la réponse du filtre.

 - ↪ Dans un deuxième temps, nous avons conçu, puis réalisé un filtre quatre pôles pseudo-elliptique en bande Ka (36,5 GHz) utilisant la même topologie qu'en bande K. Ce filtre a été réalisé à la fois sur la technologie du substrat de quartz suspendu et sur le substrat de silicium micro-usiné. La comparaison des performances des deux filtres a montré que le micro-usinage permet de répondre aux différentes contraintes de filtrage imposées. La technologie du substrat de quartz suspendu présente des
-

contraintes mécaniques de réalisation trop importantes et qui deviennent pénalisantes pour la réponse d'un filtre lorsqu'on monte en fréquence.

- ↪ La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la conception, puis à la réalisation d'un filtre passe-bande à quatre pôles pseudo-elliptique en bande W (89 GHz). Une topologie originale de filtre utilisant quatre résonateurs linéiques demi-ondes a été développée. Les mesures ont permis de valider la topologie du filtre utilisant les résonateurs linéiques demi-onde, mais les performances de ce circuit sont mauvaises. Une étude par la méthode des éléments finis a permis de montrer que les lignes d'accès coplanaires excitent majoritairement le guide de silicium situé sous la ligne coplanaire, et donc très peu de champ magnétique se propage sur le circuit.

Les technologies du substrat de quartz suspendu et du micro-usinage ont permis la conception de filtres et permettent de répondre aux problèmes d'interconnexion, ainsi qu'aux contraintes de coût et d'encombrement, que la technologie en guide d'onde, habituellement utilisée en radiométrie spatiale, n'est pas à même de satisfaire.

Le principal point faible des filtres micro-usinés présentés dans ce travail de thèse, provient du système d'excitation par ligne coplanaire employé lors de la réalisation des circuits. En effet, le circuit se trouve alors dans une cavité partiellement fermée et par conséquent, le champ produit par le circuit rayonne vers les accès ouverts.

Récemment, de nouvelles méthodes d'excitation des filtres micro-usinés ont été développées par J. Papapolymérou [101] et L.P.B. Katehi [102], et offrent des perspectives intéressantes. L'excitation du filtre est alors réalisée par une ligne coplanaire déposée sur le capot supérieur. Elle vient coupler magnétiquement la ligne d'excitation microruban du filtre via la démétallisation effectuée sur la couche d'or recouvrant la cavité supérieure comme montré sur les figures 1 et 2. Cette méthode d'excitation est actuellement développée et validée à l'IRCOM par M. Chatras.

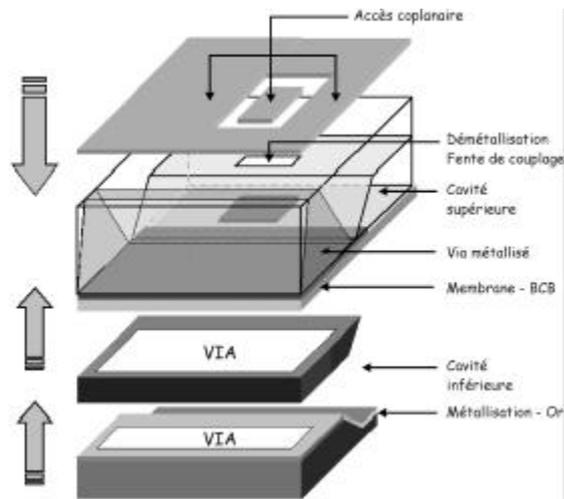


Figure 1

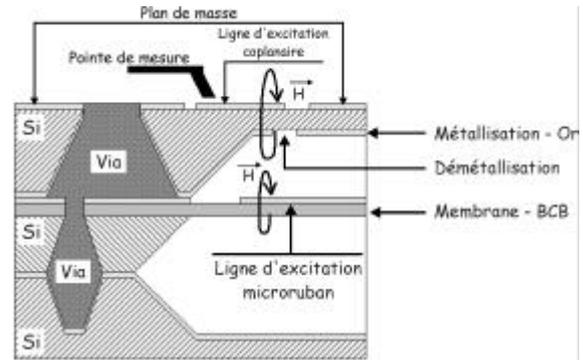


Figure 2

De plus, comme la politique de conception des dispositifs électroniques est de plus en plus d'intégrer les différents sous systèmes d'une chaîne d'émission ou de réception sur une puce unique, cette technique d'excitation facilite l'intégration du circuit micro-usiné. Le filtre micro-usiné peut être reporté sur une puce par la technique "flip-chip" (figure 3), les interconnexions entre les deux circuits sont alors réalisées par des bumps comme montré figure 4 [103].

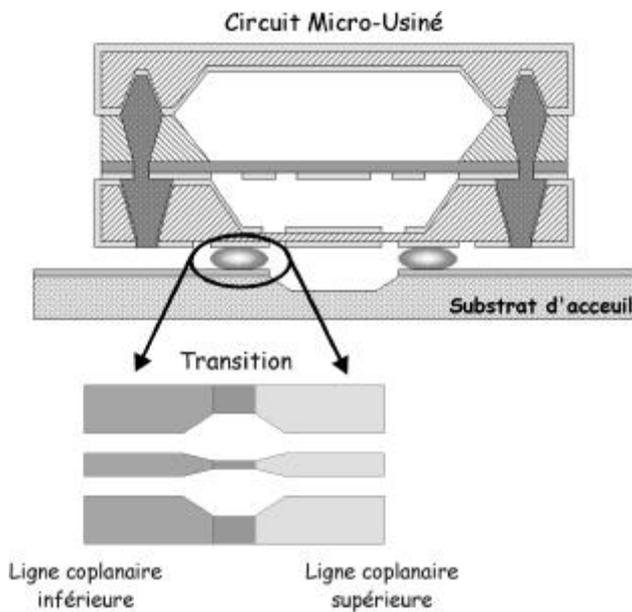


Figure 3

Report "flip-chip" du circuit micro-usiné

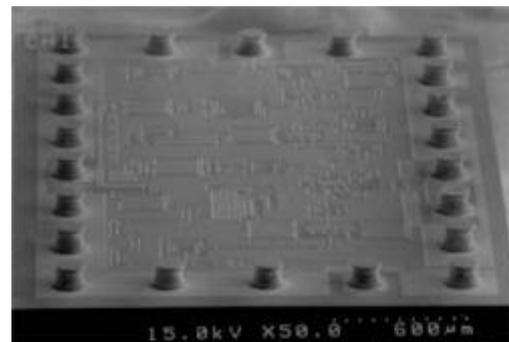


Figure 4

Dépôt de bump

En s'inspirant de ces travaux, il serait donc possible d'améliorer les performances électriques des filtres, ainsi que la technique d'intégration de ces dispositifs dans les systèmes.

ANNEXES

ANNEXE 1

CONTRIBUTION DES PERTES DIELECTRIQUES DANS L'EXPRESSION DE L'ATTENUATION DE L'ONDE DANS LE CAS D'UNE LIGNE MICRORUBAN

Sur une ligne microruban, les pertes diélectriques proviennent du matériau utilisé pour réaliser le substrat qui n'est pas un isolant parfait : il possède une conductivité σ . Ces pertes diélectriques se traduisent dans l'expression de l'atténuation de l'onde par une contribution α_d définie par ([49], [52], [53]) :

$$\alpha_d = \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (\text{Nepers/cm})$$

ou encore :

$$\alpha_d = \frac{\omega}{2} \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \tan \delta$$

avec ϵ_r : permittivité relative du diélectrique
 μ_r : perméabilité relative du diélectrique
 σ : conductivité du diélectrique (non nulle)
 ω : pulsation de l'onde
 $\tan \delta$: tangente de pertes du matériau définie par :

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_r}$$

avec ϵ' et ϵ'' les parties réelle et imaginaire (respectivement) de ϵ_r ($\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon''$)

L'atténuation due aux pertes diélectriques peut être définie par l'approximation suivante :

$$\alpha_d \approx 27,3 \cdot \frac{\epsilon_{\text{eff}} - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{\text{eff}}} \frac{\tan \delta}{\lambda_g} \quad (\text{dB/m})$$

avec λ_g : longueur d'onde guidée $\left(\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} ; \lambda_0 : \text{longueur d'onde dans le vide} \right)$

ϵ_{eff} : permittivité diélectrique effective de l'onde

ϵ_r : permittivité diélectrique relative du substrat

ANNEXE 2

CONTRIBUTION DES PERTES METALLIQUES DANS L'EXPRESSION DE L'ATTENUATION DE L'ONDE DANS LE CAS D'UNE LIGNE MICRORUBAN

Les pertes métalliques d'une ligne microruban sont dues au métal des conducteurs (ruban et plan de masse) qui ne présente pas une conductivité infinie. Cela se traduit dans l'expression de l'atténuation de l'onde par une contribution α_c définie par ([49], [52], [53]) :

✓ Pour $\frac{w}{h_s} \leq \frac{1}{2\pi}$:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 h_s} \times \frac{8,68}{2\pi} \left[1 - \left(\frac{w'}{4h_s} \right)^2 \right] \left[1 + \frac{h_s}{w'} + \frac{h_s}{\pi w'} \left(\ln \frac{4\pi w}{t} + \frac{t}{w} \right) \right] \text{ (dB/cm)}$$

✓ Pour $\frac{1}{2\pi} \leq \frac{w}{h_s} \leq 2$:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 h_s} \times \frac{8,68}{2\pi} \left[1 - \left(\frac{w'}{4h_s} \right)^2 \right] \left[1 + \frac{h_s}{w'} + \frac{h_s}{w'} \left(\ln \frac{2h_s}{t} + \frac{t}{h_s} \right) \right]$$

✓ Pour $2 < \frac{w}{h_s}$:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 h_s} \times \frac{8,68}{\left\{ \frac{w'}{h_s} + \frac{2}{\pi} \ln \left[2\pi e \left(\frac{w'}{2h_s} \right) + 0,94 \right] \right\}^2} \cdot \left[\frac{w'}{h_s} + \frac{\frac{w'}{(\pi h_s)}}{\frac{w'}{(2h_s)} + 0,94} \right]$$

où $e = 2,718$

$$w' = w + \Delta w$$

avec
$$\Delta w = \frac{t}{\pi} \left(\ln \frac{4\pi w}{t} + 1 \right) \text{ pour } \frac{2t}{h_s} < \frac{w}{h_s} \leq \frac{1}{2\pi}$$

$$\Delta w = \frac{t}{\pi} \left(\ln \frac{2h_s}{t} + 1 \right) \text{ pour } \frac{w}{h_s} \geq \frac{1}{2\pi}$$

w : longueur du ruban

h_s : hauteur du substrat

t : épaisseur de métallisation

ANNEXE 3

METHODES DE SYNTHESE DES FILTRES PASSE-BANDE

La synthèse de dispositifs hyperfréquences est le plus souvent basée sur un schéma électrique équivalent, elle consiste alors à caractériser les éléments localisés du circuit équivalent.

Nous allons, dans ce paragraphe, décrire les différentes modélisations en éléments localisés adoptées pour les types de filtres étudiés. Les fonctions de filtrage des filtres passe-bande seront ensuite présentées, ainsi que la méthode de synthèse des filtres à topologie classique utilisée.

I. MODELISATION EN ELEMENTS LOCALISES

I.1 - RESONATEUR

La représentation électrique d'un résonateur diélectrique fonctionnant sur un mode donné à une fréquence donnée, est un circuit R,L,C série ou parallèle. En effet, même si un résonateur électromagnétique présente dans ses conditions normales d'utilisation, différentes fréquences de résonance, correspondant à autant de modes propres, une première approximation consiste à négliger l'effet d'une résonance sur l'autre en considérant les fréquences de résonance suffisamment éloignées. De cette manière, un résonateur peut être caractérisé au voisinage d'une fréquence par un seul circuit résonant. Nous choisissons une représentation série (figure I-1).

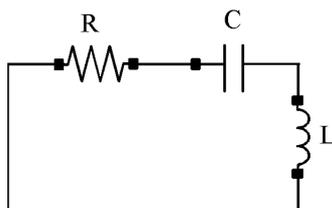


Figure A.1 : Modélisation d'un résonateur

I.2 - COUPLAGES

Dans le cas général d'un filtre passe-bande à n pôles, n résonateurs sont couplés entre eux et excités par deux systèmes d'excitation, l'un en entrée, l'autre en sortie. Le couplage intervenant entre les résonateurs étant essentiellement de type magnétique, celui-ci est donc représenté dans le schéma équivalent en éléments localisés par une self inductance M . Le couplage entre une ligne de transmission et un résonateur peut être modélisé par le schéma électrique présenté figure I-2, la ligne étant caractérisée par sa self L_1 .

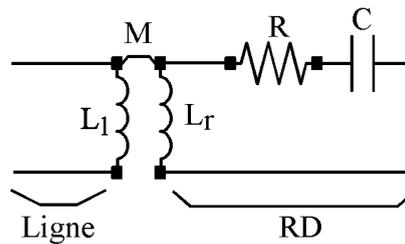


Figure A.2 : Modélisation du couplage ligne-résonateur

Les systèmes d'excitation sont donc représentés par des mutuelles inductances M , qui seront assimilées par la suite à des transformateurs parfaits, plus simples d'utilisation, de rapport de transformation :

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{M \omega_0}{Z_0} \quad (\text{A-1})$$

avec Z_0 impédance de normalisation

ω_0 pulsation de résonance

I.3 - FILTRE PASSE-BANDE TCHEBYCHEV

La modélisation en éléments localisés d'un filtre passe-bande d'ordre n comporte donc deux transformateurs parfaits en entrée et en sortie du filtre, ainsi que n cellules résonantes (R,L,C) couplées entre elles par des mutuelles inductances M_{ij} .

Le schéma équivalent d'un filtre n pôles de type Tchebychev est présenté en figure I-3.

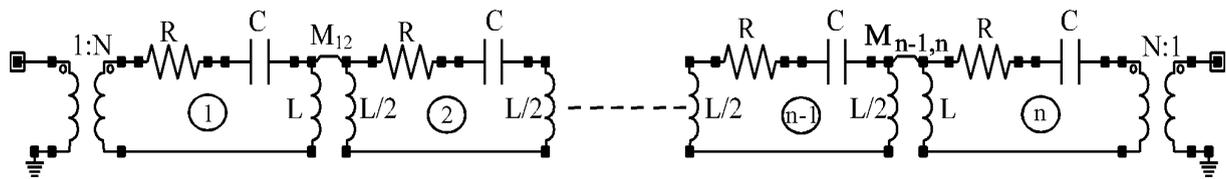


Figure A.3 : Modélisation d'un filtre Tchebychev n pôles

Remarque :

Il existe d'autres types de schémas équivalents pour un même filtre. Par exemple, considérons un filtre Tchebychev deux pôles. Un tel filtre pourra être représenté par la modélisation précédente, dite "topologie série", mais également par une modélisation dite "topologie parallèle" (cf. figure I-4).

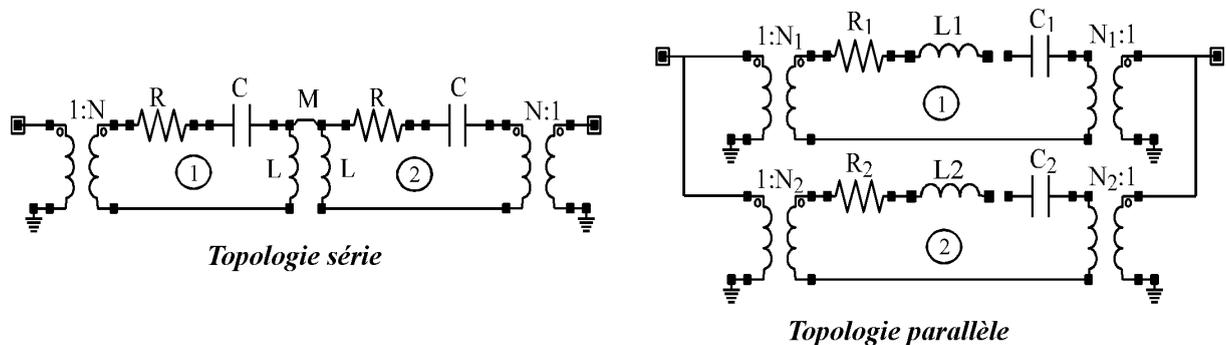


Figure A.4 : Différentes modélisations de filtres deux pôles

La topologie parallèle s'apparente à la topologie transversale du filtre 2 pôles. Les filtres transversaux feront l'objet d'une étude dans la suite de ce chapitre. A l'avenir, nous adopterons donc pour les filtres Tchebychev, la modélisation série présentée sur la figure I-3.

I.4 - FILTRE PASSE-BANDE ELLIPTIQUE

La modélisation en éléments localisés d'un filtre elliptique est plus complexe car elle doit tenir compte des couplages inter-résonateurs représentés, là encore par des mutuelles inductances. Ainsi, le schéma équivalent d'un filtre elliptique sans pertes comportant $N = 2m$ pôles est le suivant (figure I-5).

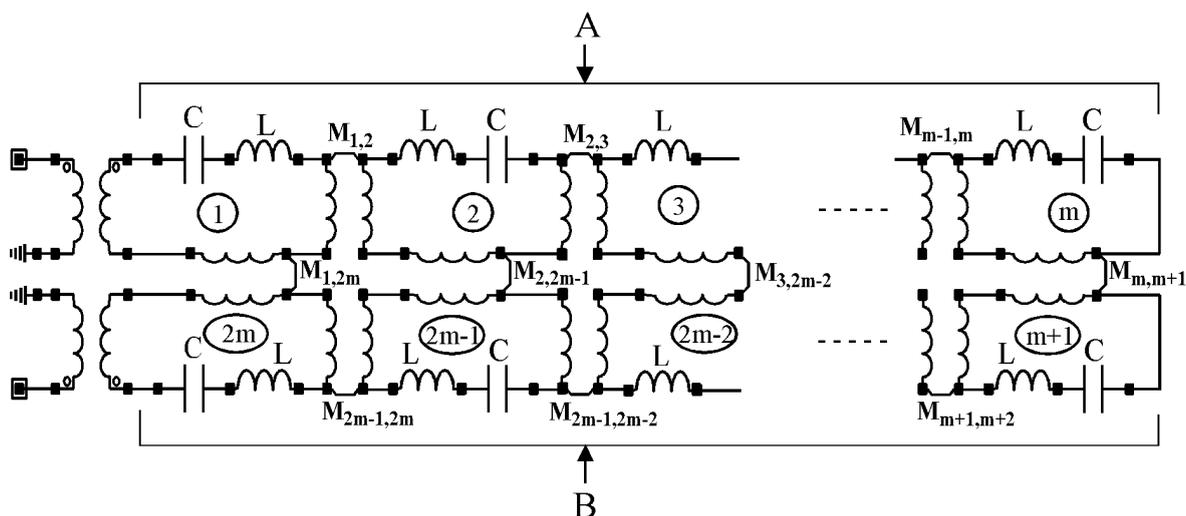


Figure A.5 : Modélisation d'un filtre elliptique 2m pôles

Ce circuit est constitué de deux sous-ensembles A et B comportant chacun m éléments résonants couplés. Les couplages entre les éléments adjacents d'un même ensemble sont de signe positif, alors que le couplage entre un élément de la partie A et un élément de la partie B correspondant peut être positif ou négatif.

II. VALEURS DES ELEMENTS LOCALISES

La connaissance de la fréquence centrale du filtre à synthétiser nous permet tout d'abord, de déterminer les inductances et capacités du schéma équivalent du résonateur.

En effet, sachant que :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{A-2})$$

Nous pouvons fixer deux valeurs de L et C vérifiant cette équation.

D'autre part, les transformateurs caractérisent le couplage en entrée-sortie du filtre, le rapport de transformation N sera donc fonction du facteur de qualité externe Q_{ee} en entrée ou Q_{es} en sortie.

Enfin, les mutuelles inductances caractérisent le couplage entre les cellules résonantes i et j , les valeurs de ces mutuelles M_{ij} seront donc fonctions du coefficient de couplage inter-résonateurs k_{ij} .

Ainsi, pour un transformateur et une mutuelle inductance présentés sur la figure I-6, nous obtenons les relations :

$$N = (Q_{ee} Z_0 C \omega_0)^{-1/2} \quad (\text{A-3})$$

où Z_0 désigne l'impédance de charge 50Ω

$$M_{ij} = k_{ij} \sqrt{L_i L_j} \quad (\text{A-4})$$

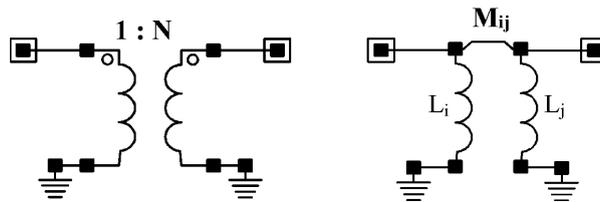


Figure A.6 : Transformateur et mutuelle inductance

Pour avoir accès aux éléments N et M_{ij} du schéma équivalent, il est indispensable de connaître les valeurs des coefficients de couplage Q_{ee} et k_{ij} . C'est donc à la détermination de ces coefficients que nous allons nous attacher dans la suite. En effet, grâce à la synthèse de filtres, il est possible de calculer les valeurs des couplages en entrée-sortie et inter-résonateurs à partir d'un gabarit de filtre fixé.

ANNEXE 4

CONNECTEURS K A BILLE DE VERRE

Le fonctionnement des connecteurs K (2,9 mm) s'étend sur une gamme de fréquence allant de 0 à 40 GHz. La plupart d'entre eux se composent de trois éléments :

↳ Un corps de connecteur (mâle ou femelle / avec ou sans embase) :

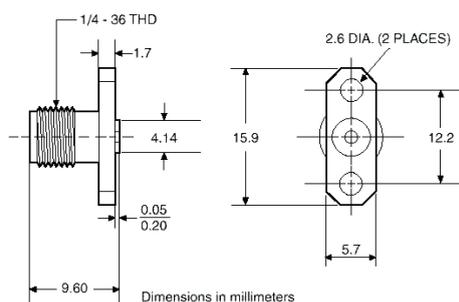


Figure A.7 : Corps de connecteur K femelle avec embase (Modèle K 103 F de Anritsu)

↳ Une bille de verre :

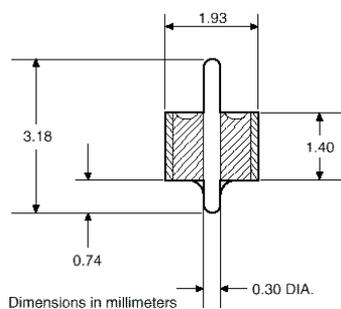


Figure A.8 : Bille de verre (Modèle K 100 de Anritsu)

↳ Un sliding contact :

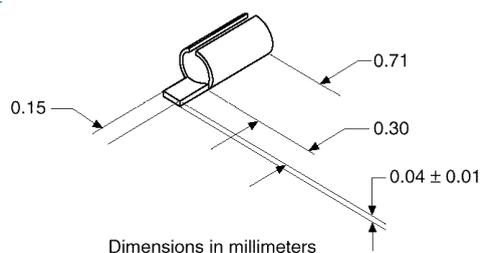


Figure A.9 : Sliding contact pour une interface microstrip (Modèle K 110-1 de Anritsu)

La bille de verre permet de réaliser un contact hermétique et rigide à l'interface entre le connecteur et le circuit sur une faible distance.

Le sliding contact permet de réaliser une transition souple de l'âme centrale du connecteur sur la ligne d'accès microstrip.

Le montage du corps de connecteur et de la bille de verre sur le flasque d'un boîtier est le suivante (figure A2-4).

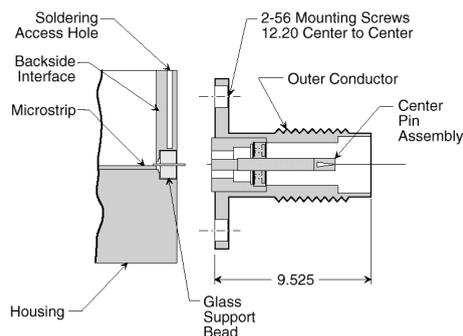


Figure A.10 : Montage d'un connecteur K

L'usinage du flasque pour le montage de la bille de verre est particulièrement complexe. La tolérance sur les dimensions de l'ordre du centième de millimètre implique l'utilisation d'un matériel d'usinage adapté et un grand savoir faire.

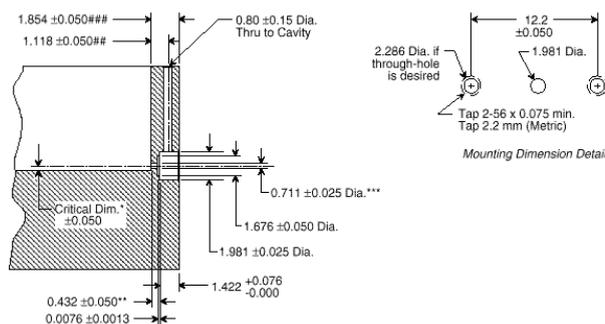


Figure A.11 : Usinage du flasque

Selon la nature du matériau (Kovar, Aluminium,...) utilisé pour réaliser le flasque, la bille de verre sera brasée ou bien collée. Il existe également des connecteurs K sans bille de verre tels que ceux proposés par la Société Southwest Microwave USA dont le montage est beaucoup plus simple.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **FAWWAZ T. ULABY, RICHARD K. MOORE, ADRIAN K. FUNG**
"Microwave Remote Sensing – Active and Passive"
Volume I, Microwave Remote Sensing Fundamentals and Radiometry", Artech House Publishers, ISBN 0-890006-190-4
- [2] **G. MATTHAEI, L. YOUNG, E.M.T. JONES**
"Microwave filters, impedance-matching and coupling structures"
Artech House Books, Dedham, MA
- [3] **R.E. COLLIN**
"Foundation for microwave engineering"
Mc Graw Hill, 1966
- [4] **A.L. ZVEREV**
"Handbook of filter design"
John Wiley and Sons, New-York, 1967
- [5] **M. CHAUBET**
"Filtres microondes à résonateurs diélectriques"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Juillet 1987
- [6] **J. BATTUT**
"FILCAV, manuel utilisateur"
Document CNES, Octobre 1998
- [7] **S. BILA**
"Développement de méthodes d'optimisation électromagnétique automatiques. Applications aux dispositifs microondes"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Mars 1999
- [8] **A. CHATIGNOUX**
"Filtres microondes pour communications entre mobiles"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Mars 1993
- [9] **A.E. WILLIAMS**
"A four-cavity elliptic waveguide filters"
IEEE Transaction Microwave Theory and Techniques, vol.18, pp.1109-1114, December 1970
- [10] **M. GUGLIELMI, R.C. MOLINA AND A.A. MELCOM**
"Dual-mode circular waveguide filters without tuning screws"
IEEE Microwave Guided Wave Letters, Volume 2, pp.457-458, Novembre 1992
- [11] **R. BEYER AND F. ARNDT**
"Efficient modal analysis of waveguide filters including the orthogonal mode coupling elements by an MM/FE method"
IEEE Microwave Guided Wave Letters, Volume 5, pp.9-11, Janvier 1995
-

-
- [12] **KE-LI WU**
"An optimal circular-waveguide dual-mode filter without tuning screws"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 47, pp.271-276, n°3, Mars 1999
- [13] **NAOFUMI YONEDA AND MORIYASU MIYAZAKI**
"Analysis and design of grooved circular waveguide dual-mode filters"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD, Année 2001
- [14] **W. HAUTH, D. SCHMITT, M. GUGLIELMI**
"Accurate modeling of narrow-band filters for satellite communications"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD, Année 2002
- [15] **MARCO GUGLIELMI, D. HANNES, G. GERINI, D. SCHMITT**
"Circular versus rectangular waveguide all-inductive dual-mode filter"
European Microwave Conference, EuMC CD-Rom, Année 2001
- [16] **M. GUGLIELMI, O. ROQUEBRUN, P. JARRY, E. KERHERVE, M. CAPURSO, M. PILONI**
"Low cost dual-mode asymmetric filters in rectangular waveguide"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CR-Rom, Année 2001
- [17] **N. BOUTHELLER, P. JARRY, E. KERHERVE, J.M. PHAM, S. VIGNERON**
"A two zero fourth order microwave waveguide filter using a simple rectangular quadruple-mode cavity"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, Année 2002
- [18] **D. BARIANT, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, P. GUILLON**
"Fast and accurate CAD of narrow band waveguide filters applying an electromagnetic segmentation method"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, Année 2002
- [19] **A.E. ATIA AND A.E. WILLIAMS**
"Narrow-band waveguide filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 20, n°4, pp.258-265, Avril 1972
- [20] **J.B. LIM, C.W. LEE, T. ITOH**
"An accurate CAD algorithm for E-plane type bandpass filters using a new pass correction method combined with the synthesis procedures"
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.1179-1182, Juin 1990
- [21] **F. ARNDT, J. BORNEMANN, R. VAHLDIECK AND D. GRAUERHOLZ**
"E-plane integrated circuit filters with improved stopband attenuation"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 32, n°10, pp.1391-1394, Octobre 1984
- [22] **R. VAHLDIECK AND W.J.R. HOEFER**
"Finline and metal insert filters with improved bandpass separation and increased stopband attenuation"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 33, n°12, pp.1333-1338, Décembre 1985
-

- [23] **D. BUDIMIR**
"Optimized E-plane bandpass filters with improved stopband performance"
IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques, Volume 45, n°2, pp.212-220, Février 1997
- [24] **D. AHN, C.S. KIM, J.S. PARK AND K.Y. KANG**
"A coupled line type waveguide bandpass filter"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, Année 2001
- [25] **E.M.T. JONES AND J.T. BOLLJAHN**
"Coupled-strip transmission-line filters and directionnal couplers"
IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, PGM-TT-4, n°2, pp.75-81, Avril 1956
- [26] **K. SANO AND M. MIYASHITA**
"Dielectric waveguide filter with low loss profile and low insertion loss"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 47, n°12, pp.2299-2303, Décembre 1999
- [27] **K. SANO AND M. MIYASHITA**
"Application of the planar I/O terminal to dual-mode dielectric waveguide filter"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 48, n°12, pp.2491-2495, Décembre 2000
- [28] **J.S. PARK AND D. AHN**
"A novel waveguide bandpass filters with an assymetrical attenuation pole"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, Année 2001
- [29] **A.C. KUNDU**
"Broadband TEM-mode planar rectangular dielectric waveguide bandpass filter and its miniaturization"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, Année 2002
- [30] **F. ARNDT AND J. BRANDT**
"Direct EM based optimization of advanced Waffle-Iron and rectangular combline filters"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, Année 2002
- [31] **Y.C.M. LIM, R.F. MOSTAFAVI AND D. MIRSHEKAR-SYAHKAL**
"Unloaded Q-factor of slotted cylindrical ring resonator"
EuMC, European Microwave Conference, CD-Rom, Année 2001
- [32] **A. ENOKIHARA, H. NANBA, T. NAKAMURA, T. ISHIZAKI AND T. UWANO**
"26 GHz TM_{118} mode dielectric resonator filter and duplexer with high-Q performance and compact configuration"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, Année 2002
- [33] **D. BAILLARGEAT**
"Analyse globale de dispositifs microondes par la Méthode des Eléments Finis : Application aux filtres à résonateurs diélectriques"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, janvier 1995
-

-
- [34] **F. KUROKI, S. SHINKE, T. YONEYAMA AND H. SATO**
"Band-widening of ceramic resonator loaded NRD guide band-pass filter at 60 GHz"
31th European Microwave Conference, CD-Rom, Année 2001
- [35] **T. SONODA, Y. SASAKI, K. HIROSE, T. HIRATSUKA**
"A Ka band bandpass filter using open-end planar TE mode dielectric resonators with cross coupling structure"
31th European Microwave Conference, CD-Rom, Année 2001
- [36] **V. POMMIER, D. CROS, P. GUILLON**
"Transversal filter using whispering gallery quarter cut resonators"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, Année 2000
- [37] **G.L. HEWSHIPTON**
"Quasi lumped element band-pass filters using DC isolated shunt inductors"
IEEE MTT Symposium Digest, pp.1493-1496, 1996
- [38] **A.F. SHETA, K. HETTAK, J.P. COUPEZ, C. PERSON, S. TOUTAIN, J.P. BLOT**
"A new semi lumped microwave filter structure"
IEEE MTT Symposium Digest, pp.383-386, 1995
- [39] **D. BOURSE**
"Modélisation électromagnétique de structures planaires pour filtrage microonde"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Mars 1997
- [40] **F. ROUCHAUD**
"Analyse, conception et réalisation de filtres planaires supraconducteurs"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Mars 1999
- [41] **P. MEUNIER**
"Etude de circuits monolithiques simulant une résistance négative intégrables dans des filtres actifs microondes à résonateurs microruban"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Janvier 1995
- [42] **A. BRUCHER**
"Filtres actifs microondes planaires aux pertes compensées par des circuits monolithiques simulant une résistance négative"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Juin 1997
- [43] **C. CENAC**
"Etude de filtres actifs planaires accordables fonctionnant à 12 GHz"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Mars 1994
- [44] **J.R. LEE, J.H. CHO AND S.W. YUN**
"New compact bandpass filter using microstrip $\lambda/4$ resonators with open stub inverter"
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Volume 10, n°12, pp.526-527, Décembre 2000
- [45] **A. GORUR AND C. KARPUZ**
"Cross-coupled bandpass filter using microstrip triangular open-loop resonators"
30th European Microwave Conference, CD-Rom, Année 2000
-

-
- [46] **J.T. KUO, M.J. MAA AND P.H. LU**
"A microstrip elliptic function filter with compact miniaturized hairpin resonators"
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.10, n°3, pp.94-95, Mars 2000
- [47] **L. ZHU, P.M. WECOWSKI AND K. WU**
"New planar dual mode filter using cross slotted patch resonator for simultaneous size and loss reduction"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 47, n°5, May 1999
- [48] **J.S. HONG, M.J. LANCASTER**
"Microstrip triangular patch resonator filters"
IEEE MTT-S Digest, 2000
- [49] **Y. AMANO, A. YAMADA, E. SUEMATSU AND H. SATO**
"Low cost planar filter for 60 GHz applications"
European Microwave Conference, EuMC CD-Rom, Année 2000
- [50] **T. WELLER**
"Edge-coupled coplanar waveguide bandpass filter design"
IEEE MTT-S Digest, CD-Rom, Année 2000
- [51] **T. PAILLOT, P. BLONDY, D. CROS, P.Y. GUILLON**
"A novel compact coplanar filter"
IEEE MTT-S Digest, CD-Rom, pp.1793-1796, Année 2002
- [52] **F. GARDIOL**
"Traité d'électricité"
Volume XIII Hyperfréquences, Editions Georgi, pp.81-91
- [53] **R.A. PUCEL, D.J. MASSE, C.P. HARTWIG**
"Losses in microstrip"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 16, n°6, pp.342-350, Juin 1968
- [54] **R.A. PUCEL, D.J. MASSE, C.P. HARTWIG**
"Correction to losses in microstrip"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp.1064, Décembre 1968
- [55] **R. BADOUAL**
"Les microondes"
Circuits – Microrubans – Fibres, Ed. Masson, Collection Technique, pp.98-100, 1983
- [56] **S.Y. LIAO**
Microwave Device and Circuits, Ed. Prentice Hall
- [57] **B. JARRY**
"Démarche de conception des circuits analogiques microondes : application à l'étude de filtres actifs"
Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Limoges, Novembre 1994
-

- [58] **S.E. SUSSMAN-FORT**
"Design concepts for microwave GaAs FET active filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 37, n°9, Septembre 1989
- [59] **L. NENERT, L. BILLONNET, B. JARRY, P. GUILLON, C. QUENDO, E. RIUS, G. TANNE**
"Compact high-order planar ring-resonator filters optimized in noise in coplanar technology"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, Année 2001
- [60] **C. LASCAUX, F. ROUCHAUD, V. MADRANGEAS, M. AUBOURG, P. GUILLON, B. THERON, M. MAIGNAN**
"Planar Ka-band high temperature superconducting filters for space applications"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, Année 2001
- [61] **B. LENOIR**
"Applications de structures périodiques diélectriques et métalliques à la conception de dispositifs microondes volumiques et planaires"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Mars 2001
- [62] **R.E. COLLIN**
"Foundations for microwave engineering"
Mc Graw Hill, Physical and Quantum Electronics Series
- [63] **E. OZBAY, B. TENELKURAN**
"Reflection properties and defect formation in photonic crystals"
Applied Physics Letters 69, pp.743-745, 5 August 1996
- [64] **H. ROUSSEL, V. VIGNERAS, W. TABBARA, J.P. PARNEIX**
"Etude théorique et expérimentale de structures à bande photonique interdite bidimensionnelle"
Journées Nationales Microondes (JNM), Arcachon, 5-7 Mai 1999
- [65] **M. ITO, K. MARUHASHI, K. IKUINA, T. HASHIGUCHI, S. IWANAGA AND K. OHATA**
"60 GHz band dielectric waveguide filters with cross coupling for flip-chip modules"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, Année 2002
- [66] **Y. RONG, K.A. ZAKI, M. HAGEMAN, D. STEVENS AND J. GRIPPRICH**
"Low temperature cofired ceramic (LTCC) ridge waveguide bandpass chip filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 47, n°12, pp.2317-2324, Décembre 1999
- [67] **Y. RONG, K.A. ZAKI, J. GRIPPRICH, M. HAGEMAN AND D. STEVENS**
"LTCC wide-band ridge-waveguide bandpass filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 47, n°9, pp.1836-1840, Septembre 1999
- [68] **G. FISCHERAUER, T. EBNER, P. KRUCK, K. MOROZUMI, R. THOMAS AND M. PITSCHI**
"Saw filter solutions to the needs of 3G cellular phones"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, Année 2001
-

-
- [69] **H.M. LAKIN, G.R. KLINE, K.T. MC CARRON**
"Development of miniature filters for wireless applications"
IEEE MTT-S Digest, pp.883-886, 1995
- [70] **M. HIKITA, N. SHIBAGAKI, A. ISOBE, K. ASAI, K. SAKYAMA**
"Recent and future RF SAN technology for mobile communications"
IEEE MTT-S Digest, pp.173-176, 1997
- [71] **A. SPRINGER, F. HOLLERWEGER, R. WIEGEL, S. BEREK, R. THOMAS, W. RUILE, C.C.W. RUPPEL AND M. GUGLIELMI**
"Design and performance of a SAW ladder-type filter at 3,15 GHz using SAW mass production technology"
- [72] **D. PENUNURI**
"Recent progress in SAW filters at GHz Frequencies"
IEEE MTT-S Digest, pp.169-172, 1997
- [73] **W. MENZEL, W. SCHWAB**
"Compact multilayer filter structures for coplanar MMIC's"
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Volume 2, n°12, Décembre 1992
- [74] **W. SCHWAB, F. BOEGELSACK AND W. MENZEL**
"Multilayer suspended stripline and coplanar line filters"
IEEE Transaction Microwave Theory and Techniques, Volume 42, pp.1404-1407, Juillet 1994
- [75] **C. QUENDO, E. RIUS, C. PERSON AND M. NEY**
"Integration of optimized low-pass filters in a bandpass filter for out of band improvement"
IEEE MTT-Symposium, CD-Rom, Année 2001
- [76] **E. RIUS, C. PERSON, T. LE NADAN, C. QUENDO, J.P. COUPEZ**
"3D integrated narrowband filters for millimeter-wave wireless applications"
IEEE MTT-Symposium, CD-Rom, Année 2000
- [77] **C.I. MOBBS AND J.D. RHODES**
"A generalized Chebyshev suspended substrate stripline bandpass filter"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 31, n°5, pp.397-402, Mai 1983
- [78] **W. MENZEL AND F. BOEGELSACK**
"Folded stubs for compact suspended stripline circuits"
IEEE MTT-S Digest, pp.593-596, CD-Rom, Année 1993
- [79] **J.D. RHODES**
"Suspended substrates provide alternatives to wax"
Microwave Systems News, Volume 9, pp.134-143, Août 1979
- [80] **W. SCHWAB, F. BOEGELSACK AND W. MENZEL**
"Multilayer suspended stripline and coplanar line filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 42, n°7, pp.1403-1407, Juillet 1994
-

-
- [81] **G. REBEIZ**
"Millimeter-wave and terahertz integrated circuit antennas"
Proceedings of the IEEE, Volume 80, pp.1748-1770, 1993
- [82] **P. BLONDY, A.R. BROWN, D. CROS, G.M. REBEIZ**
"Low loss micromachined filters for millimeter wave telecommunication systems"
IEEE MTT-S Digest, Baltimore, USA, 1998
- [83] **C.Y. CHI, G.M. REBEIZ**
"A low loss 20 GHz micromachined bandpass filter"
IEEE MTT-S Digest, 1995
- [84] **C.Y. CHI, G.M. REBEIZ**
"Planar microwave and millimeter-wave lumped elements and coupled line filters using micro-machining techniques"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 43, n°4, pp.730-738, April 1995
- [85] **S.V. ROBERTSON, L.P. B. KATEHI, G.M. REBEIZ**
"Micromachined W-Band filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 44, n°4, pp.598-606, April 1996
- [86] **P. BLONDY**
"Analyse et conception de nouvelles technologies de circuits millimétriques sur Silicium"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Mars 1998
- [87] **CHEN YU CHI, GABRIEL REBEIZ**
"Conductor loss limited stripline resonator and filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.44, n°4, April 1996
- [88] **S.J. FIEDZIUSZKO, J.A. CURTIS, S.C. HOLME, AND .R.S. KWOK**
"Low loss multiplexers with planar dual-mode HTS resonators"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.44, n°7, pp.1248-1257, July 1996
- [89] **M. GUGLIELMI**
"Microstrip ring resonator dual mode filters"
Workshop on Microwave Filters for Space Applications, ESA/ESTEC, p.271, June 1990
- [90] **P. BLONDY, A.R. BROWN, D. CROS, G.M. REBEIZ**
"Low loss micromachined filters for millimeter-wave telecommunication systems"
IEEE MTT-S Digest, Baltimore, USA, 1998
- [91] **C.Y. CHI, GABRIEL REBEIZ**
"A low loss 20 GHz micromachined bandpass filter"
IEEE MTT-S Digest, 1995
-

- [92] **T. ITOH, G. PELOSI, P. SILVESTER**
"Finite element software for microwave engineering"
Wiley Interscience Publication (1996), Chapitre 3 by M. Aubourg, S. Verdeyme, P. Guillon, pp.53-77
- [93] **S. VERDEYME**
"Analyse rigoureuse par la méthode des éléments finis des caractéristiques des résonateurs diélectriques. Application au filtrage microonde"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Septembre 1989
- [94] **R. BADOUAL**
"Les Microondes – 1 – Circuits – Microrubans – Fibres"
Collection technologies – Série Electronique, Masson, ISBN 2-225-80116-9, pp.265-270
- [95] **N. ONO, K. YAMAGUSHI, M. AMANO, M. SUGIURA, Y. ISEKI, F. TAKAGI**
"V-band HEMT MMICs using BCB thin-film layers on GaAs substrates"
IEICE Transactions on Electronic, Volume E84-C, n°10, pp.1528-1534, Octobre 2001
- [96] **S. BILA**
"Développements 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
- [97] **S.J. FIEDZIUSZKO, J.A. CURTIS, S.C. HOLME AND R.S. KWOK**
"Low loss multiplexers with planar dual-mode HTS resonators"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.44, n°7, pp.1248-1257, July 1996
- [98] **F. BODEREAU**
"Aide à la conception de circuits et modules hyperfréquences par une méthode globale couplant lois de l'électromagnétisme et des circuits"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Novembre 2000
- [99] **J.S. HONG AND M.J. LANCASTER**
"Theory and experiment of novel microstrip slow wave open-loop resonator filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.45; , °12, pp.2358-2365, Décembre 1997
- [100] **A.R. BROWN**
"High Q integrated micromachined components for a 28 GHz front end transceiver"
Ph.D. Thesis in the University of Michigan, 1999
- [101] **C.A. TAVERNIER, R.M. HENDERSON AND J. PAPAPOLYMEROU**
"A reduced size silicon micromachined high-Q resonator at 5,7 GHz"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.50, n°10, pp.2305-2314, Octobre 2002
- [102] **L. HARLE AND L.P.B. KATEHI**
"A vertically integrated micromachined filter"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.50, n°9, pp.2063-2068, Septembre 2002
-

[103] KATHERINE H. HERRICK

"Packaging, interconnects and integration of microwave and millimeter wave components and T/R modules"

Workshop B, Highly Integrated Packaging Techniques for Microwave and Millimeter-wave Packaging Broadband Applications, CD-IMS 2002, Seattle, USA

Publications à des congrès nationaux et internationaux

- [1] "Filtres sur membranes en bande K, Ka et W pour systèmes radiométriques embarqués"
12èmes Journées Nationales Microondes, Mai 2001, Futuroscope, Poitiers, France
 - [2] "Micromachined Ka and W-band filters for space radiometric applications"
European Microwave Week, September 2001, Londres, Royaume-Uni
 - [3] "Micromachined elliptic filters at Ka and W-band"
European Microwave Week, September 2002, Milan, Italie
 - [4] "Conception de filtres passe-bande elliptiques pour des applications radiométriques en bande Ka"
Journées Jeunes Chercheurs du CNES (JC²), Mai 2002, Toulouse, France
 - [5] "Micromachined elliptic filters at Ka-band"
Workshop sur le Filtrage organisé par le CNES, Juin 2002, Toulouse, France
-

RESUME

Ce mémoire est dédié à l'analyse, la conception et la réalisation de filtres millimétriques planaires pour des applications radiométriques, dans le cadre du projet MEGHA-TROPIQUES.

Nous proposons dans cette étude, d'apporter une alternative aux filtres en guide d'onde habituellement utilisés dans les radiomètres spatiaux. Afin de palier aux inconvénients de ces filtres, les technologies du substrat de quartz suspendu et du micro-usinage ont été retenues pour réaliser des filtres en bande K, Ka et W.

Cette étude a permis de valider par des mesures différentes topologies originales de filtres, ainsi que les deux technologies de réalisation dont le micro-usinage développé à l'IRCOM.

Une description poussée des phénomènes limitant les performances de ces filtres est traitée, puis ensuite des solutions technologiques sont abordées afin de remédier à ces problèmes pour les futures fabrications de ces circuits.

En conclusion, les deux technologies présentent un encombrement moindre et permettent une meilleure intégration des circuits dans leur environnement électrique comparé aux filtres en guide d'onde habituellement utilisés.

