

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES TECHNOLOGIE SANTE

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2003

Thèse n°72-2003

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

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

Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"

Matthieu CHATRAS

le 15 Décembre 2003

*Filtres micro-usinés à bande étroite pour les
applications spatiales*

Thèse dirigée par Dominique CROS et Pierre BLONDY

Jury :

Serge VERDEYME

Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM

Président

Hervé AUBERT

Professeur à l'ENSEEIH - Toulouse

Rapporteur

Gilles DAMBRINE

Professeur à l'IEMN – Villeneuve d'Ascq

Rapporteur

Christine ZANCHI

Ingénieur au CNES Toulouse

Examineur

Olivier VENDIER

Ingénieur à Alcatel Space Industries- Toulouse

Examineur

Annie BESSAUDOU

Professeur à l'Université de Limoges

Examineur

Pierre BLONDY

Ingénieur de Recherche CNRS-UMR 6615 – IRCOM Limoges

Examineur

Dominique CROS

Professeur à l'Université de Limoges – IRCOM

Examineur

Olivier TANTOT

Maître de Conférences à l'Université de Limoges – IRCOM

Examineur

REMERCIEMENTS

Ce travail de recherche a été effectué à l'IRCOM (Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes), dirigé par Monsieur le Professeur P. GUILLON. Je tiens sincèrement à le remercier pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire et pour avoir permis le bon déroulement de ma thèse.

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein de l'équipe "Circuits et Dispositifs Microondes" sous la direction de Monsieur le Professeur Serge VERDEYME. Je lui exprime ma plus profonde reconnaissance pour son accueil, son attention et la bonne ambiance qui règne dans l'équipe.

Je suis également très honoré par la présence dans ce jury de Monsieur Hervé AUBERT, Professeur à l'ENSEEIH T à Toulouse, et de Monsieur Gilles DAMBRINE, Professeur à l'EMN à Lille, et je les remercie vivement d'avoir accepté de rapporter sur ce travail.

Je tiens également à remercier la société ALCATEL SPACE INDUSTRIES, et plus particulièrement Monsieur Olivier VENDIER, Ingénieur, pour son soutien et pour avoir accepté d'examiner ce travail. Je remercie également Messieurs C. SCHAFFAUSER, C. DREVON, J.L. CAZAUX et M. PAILLARD, Ingénieurs, pour leur disponibilité et leur grande motivation. Ils n'ont d'ailleurs jamais hésité à m'ouvrir leur salle blanche et permis grand nombre d'échanges.

Je tiens aussi mes sincères remerciements à Mademoiselle Christine ZANCHI, Ingénieur au CNES à Toulouse, à Madame Annie BESSAUDOU, Professeur à l'Université de Limoges, à Monsieur Dominique CROS, Professeur à l'Université de Limoges, et à Monsieur Olivier TANTOT, Maître de Conférences à l'Université de Limoges, pour avoir accepté d'examiner et de juger ce manuscrit.

Une attention particulière ira à Monsieur Pierre BLONDY, Ingénieur de Recherche à l'IRCOM. Ses compétences, son soutien et sa disponibilité ont été précieux pour la réalisation de ce travail.

Ce travail, avec une grande part de technologie, a de nombreuses fois sollicité les compétences et la disponibilité de Monsieur B ernard CA STEI GNA U, lors de mes longues périodes de salle blanche. J e l'en remerciement sincèrement.

J e tiens également à remercier Monsieur H ubert J A LLA GEA S pour sa patience et les nombreuses mesures qu'on a effectuées.

Enfin, j'exprime mes plus vifs remerciements à Madame Marie-Laure GUI LLA T, qui a assuré la frappe de ce manuscrit avec beaucoup de disponibilité, de tolérance et de gentillesse.

INTRODUCTION

GÉNÉRALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Nous assistons à une profonde mutation dans le domaine des télécommunications, qu'il s'agisse de la téléphonie mobile, de la télévision par satellites, ou des applications radar (civiles ou militaires). Cet essor considérable a engendré d'énormes besoins et donc nécessité des innovations pour faire face à ces demandes.

En ce qui concerne les systèmes embarqués dans les satellites de télécommunication, les recherches pour optimiser les coûts de fabrication et améliorer les performances tout en diminuant le poids sont primordiales. Lors de la conception d'un système, il y aura toujours un compromis à trouver entre ces éléments. Bien évidemment, les performances attendues vont guider les orientations technologiques et donc les coûts de production et d'intégration.

Dans le premier chapitre, nous allons présenter les différents éléments constituant une charge utile de satellite de télécommunications et nous attarder plus particulièrement sur les systèmes de filtrage. En comparant les différentes technologies, nous en dégagerons les points forts et les points faibles. Plusieurs solutions technologiques seront présentées pour pallier aux points faibles des circuits planaires. Parmi celles-ci, la technique du micro-usinage du silicium, développée par G. Rebeiz et D. Rutledge, permet de réaliser des circuits planaires, suspendus sur de fines membranes diélectriques. La propagation des champs électromagnétiques s'effectue alors dans l'air, réduisant ainsi grandement les faiblesses des circuits planaires. L'association avec des techniques de packaging permet alors de réaliser des composants passifs planaires à faibles pertes et à faibles coûts.

Cette technologie a ensuite été utilisée pour réaliser les deux filtres faible bande présentés *dans le deuxième chapitre*. L'objectif est d'associer la simplicité de réalisation et d'intégration des circuits planaires avec le fort potentiel du micro-usinage du silicium, en vue de concurrencer certaines utilisations des guides d'ondes. La première étape a été consacrée à l'optimisation du coefficient de qualité des résonateurs qui seront utilisés dans les filtres. Un coefficient de qualité élevé est indispensable si l'on souhaite réaliser un filtre faible bande avec peu de pertes d'insertion. Des valeurs de 600 ont alors été atteintes. Nous présenterons ensuite des réalisations de filtres à 19,8 GHz et 27,5 GHz ayant des bandes relatives entre 1 et 2 %. Ces filtres, avec des gabarits assez stricts pour de la technologie planaire, permettront d'évaluer les aptitudes du micro-usinage.

Dans le troisième chapitre, nous présentons un des éléments récurrents à étudier lors de la conception de dispositifs : une possibilité d'intégration aisée. Les problèmes d'interconnexion entre les différentes parties d'un système sont très importants. Ainsi, les performances obtenues avec les filtres micro-usinés, présentés au chapitre précédent, se trouvent limitées par des difficultés d'intégration liées au packaging. Nous proposons alors des modifications technologiques et géométriques pour rendre les filtres micro-usinés très facilement intégrables et reportables. Pour valider ces modifications, nous nous appuyerons sur la réalisation d'un filtre 2 pôles à 30 GHz, reportable en surface.

CHAPITRE I

De la charge utile en général
vers le filtre planaire en
particulier

I. INTRODUCTION

Le but du travail présenté dans ce mémoire est de réaliser des filtres planaires micro-usinés pour les applications spatiales.

Nous allons donc, dans ce chapitre, présenter d'une manière très générale, les différents éléments d'une charge utile d'un satellite de télécommunication. Nous expliquerons pour chacun d'eux, leurs rôles et les exigences qu'ils doivent satisfaire.

L'accent sera ensuite mis sur les différents types de filtres. Leur rôle, leurs points forts et leurs limitations seront alors explicités.

Nous affinerons la présentation des filtres en nous attardant sur des filtres planaires dont nous présenterons différentes technologies afin d'améliorer leurs performances, qui sont limitées par de faibles facteurs de qualité.

Parmi ces différentes technologies, nous avons opté pour les résonateurs micro-usinés qui permettront d'augmenter les coefficients de qualité et ainsi de diminuer les pertes d'insertion du filtre qui les utilisera.

Nous présenterons enfin, les différentes méthodes d'analyse conduisant à la simulation de tels filtres.

D'abord très généraliste, ce chapitre aiguillera cette présentation de la charge utile vers notre objectif, la réalisation de filtres planaires micro-usinés sur membrane.

II. PRÉSENTATION GÉNÉRALE

Après un bref rappel sur l'histoire des télécommunications et des bandes de fréquences allouées à chaque application, nous décrivons la composition d'une charge utile de satellite de télécommunication.

II.1 DÉVELOPPEMENT DES TÉLÉCOMS

En 1873, avec son "Traité sur l'électricité et le magnétisme", J.C. Maxwell se pose comme le fondateur de l'électromagnétisme moderne.

Une vingtaine d'année plus tard, Heinrich Hertz est le premier à produire et à détecter expérimentalement des ondes électromagnétiques à une fréquence proche de 1 GHz.

Dix ans plus tard, Rayleigh démontre de manière théorique, la possibilité de propager de telles ondes dans des "tuyaux métalliques", les guides d'ondes et note l'existence des fréquences de coupure.

Les bases de l'électromagnétisme, des micro-ondes et plus généralement des télécommunications sont alors posées.

Kenelly et Heaviside, en mettant en évidence les propriétés réfléchissantes de l'ionosphère, au début du 20^{ème} siècle, ouvrent la voie à la propagation en espace libre. Ensuite, les enjeux militaires de la seconde guerre mondiale ont fait du radar la première grande application des micro-ondes. Puis, dans les années 50, se répandent les lignes de transmission planaires (microrubans, lignes à fentes, striplines, lignes coplanaires). De telles lignes offrent l'avantage d'être compactes, peu onéreuses et de plus sont compatibles avec les systèmes actifs (transistors, diodes,...). Les années 60 ont ensuite vu apparaître le domaine spatial dans les télécommunications avec l'utilisation des satellites pour le téléphone ou la télévision.

Dès lors, le développement des micro-ondes fut considérable et les applications diverses et nombreuses :

- ↳ chauffage (four à micro-ondes) à 2450 MHz,
- ↳ médecine (traitement de tumeurs cancéreuses),

- ↪ radio-astronomie (mesure du rayonnement des étoiles),
- ↪ électronique (oscillateurs, amplificateurs, filtres,...),
- ↪ radionavigation (radars et dérivés modernes),
- ↪ radiométrie (mesure du rayonnement électromagnétique),
- ↪ téléphones,
- ↪ réseaux locaux sans fils.

II.2 SUPPORT DE L'INFORMATION

II.2.1. DIFFÉRENTS TYPES DE SUPPORTS

Pendant de nombreuses décennies, le cuivre a constitué le matériau de base d'un vaste réseau de transmission de l'information. Cette transmission était en général assurée par des lignes bifilaires ou des câbles coaxiaux. L'inconvénient est bien évidemment la pose de câbles sur des longues distances et ainsi la difficulté d'atteindre des zones géographiques isolées.

Les réseaux hertziens ont alors permis de s'affranchir de ces contraintes mécaniques pour établir des transmissions d'information à l'échelle planétaire.

Le troisième grand support d'information a vu le jour en 1962, quand l'invention du laser a ouvert la voie aux télécommunications optiques qui offrent une très grande capacité de transmission avec des débits très élevés.

II.2.2. BANDES DE FRÉQUENCES ALLOUÉES

La fréquence des signaux est une donnée clé quant au choix de communication. De 3 à 30 MHz, les ondes électromagnétiques sont réfléchies par l'ionosphère, ce qui permet un transport des ondes par réflexion plus important qu'en ligne directe, mais les transmissions sont gênées par les irrégularités de cette couche.

De 30 à 300 MHz, la réflexion sur l'ionosphère disparaît et cette gamme de fréquences est utilisée pour des émissions de télévision.

Au-delà, règnent les communications par satellites. Pour harmoniser au mieux l'utilisation du spectre fréquentiel, l'union internationale des télécommunication (UIT) a

attribué à chaque service des bandes de fréquences. Le tableau I-1 récapitule les différentes bandes de fréquence avec leurs domaines d'applications.

Bandes (GHz)	Applications
L (1 à 2)	Communications mobiles par satellites
S (2 à 4)	Communications mobiles par satellites
C (4 à 8)	Service fixe par satellites
X (8 – 12,5)	Applications militaires – météorologie
Ku (12,5 – 18)	Service fixe – radiodiffusion
K (18 – 26)	Services multimédia
Ka (26 – 40)	LMDS
Q (33 – 50)	LMDS
V (50 – 70)	Communication faible portée 60 GHz – Radiométrie
W (75 – 110)	Radars anticollision

Tableau I-1 : Présentation des bandes allouées avec leurs applications

II.3 PRÉSENTATION GÉNÉRALE SUR LES SATELLITES

D'un point de vue général, un satellite peut se décomposer en deux parties distinctes : la plate-forme qui comprend la partie aéronautique et mécanique, et la charge utile du satellite qui correspond à son "fonctionnement" de télécommunications ou d'observations. Nous allons présenter succinctement la plate-forme et avec un peu plus de détails la charge utile, dont un de ses composants pour un satellite télécommunication, le filtre planaire, a été l'objet de cette thèse.

II.3.1. LA PLATE-FORME

Une plate-forme peut englober une ou plusieurs charges utiles. Elle n'a pas besoin d'être spécifique à un satellite, en revanche, elle dépendra fortement de l'altitude à laquelle se trouve son orbite. Elle constitue la "carlingue" d'un satellite, elle doit donc assurer le support du satellite et sa tenue mécanique.

La plate-forme assure les fonctions suivantes :

- ↗ Elle doit embarquer les charges utiles.
- ↗ Elle sert d'interface avec le lanceur.
- ↗ Elle doit générer et stocker l'énergie.

- ↗ Elle doit traiter et gérer les données informatiques à bord (logiciel de vol).
- ↗ Elle assure le contrôle thermique des différents éléments.
- ↗ Elle contrôle l'altitude et l'orbite du satellite.

II.3.2. LA CHARGE UTILE

Il existe deux types de satellites correspondant aux missions qui leurs sont demandées. Un satellite sert ainsi à l'observation ou à la télécommunication. La première catégorie se situe sur les orbites basses et est dédiée à la télédétection, l'observation et l'étude de l'environnement. Leur altitude se situe généralement en dessous de quelques milliers de kilomètres.

La deuxième catégorie de satellite, c'est-à-dire ceux dédiés aux télécommunications, est en orbite géostationnaire (36 000 km). C'est cette deuxième partie que nous allons présenter avec plus de détails.

Le schéma général de fonctionnement d'un satellite de télécommunication est présenté figure I.1. C'est un schéma bloc qui traduit le rôle de chaque partie.

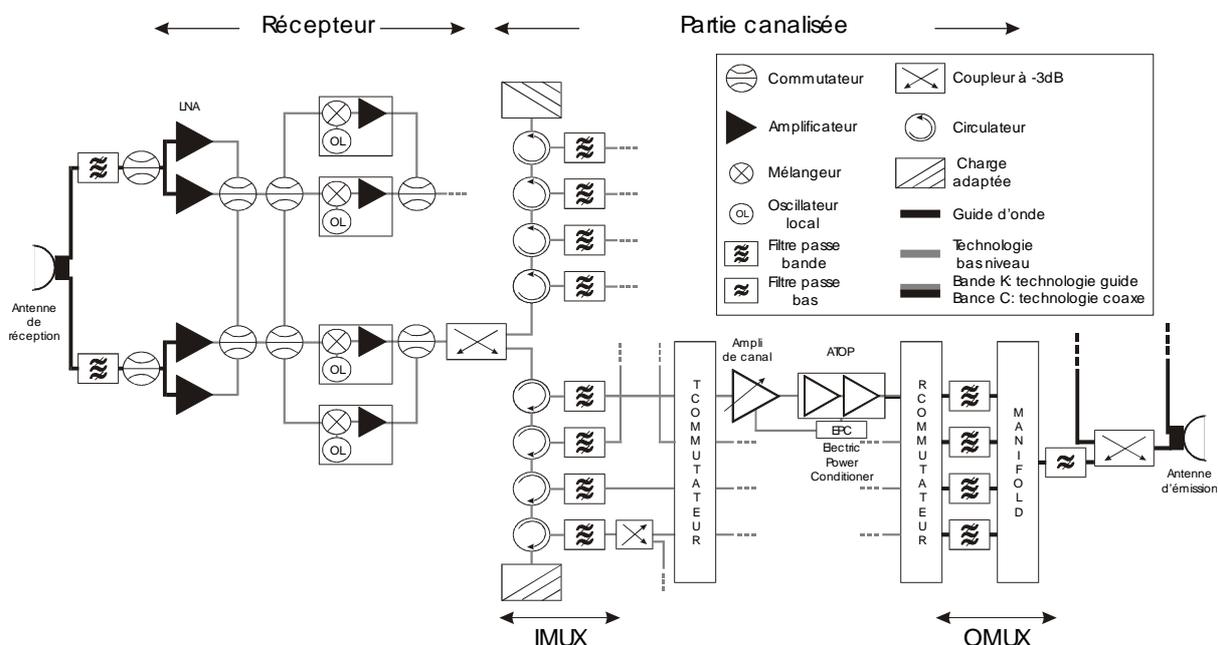


Figure I.1 : Présentation générale d'un satellite de télécommunications

Ainsi, un satellite peut se décomposer de la manière suivante :

- ↪ L'antenne de réception capte les signaux émis et reçus.
- ↪ Le filtre de réception large bande sélectionne le signal émis et limite la bande de bruit du récepteur.
- ↪ Le récepteur réalise la première amplification et la transposition de la bande de fréquence reçue.
- ↪ La partie canalisée constituée d'un IMUX (démultiplexeur d'entrée), d'amplificateurs et d'un OMUX (multiplexeur de sortie) doit réaliser une forte amplification du signal afin d'être ré-émis.
- ↪ Le filtre d'émission élimine les signaux parasites.
- ↪ L'antenne d'émission doit ré-acheminer les signaux vers la Terre ou un autre satellite.

Nous allons maintenant revenir un peu plus en détails sur chacun de ces éléments en les présentant succinctement.

II.3.2.1 Les antennes

Les grandes familles d'antennes sont les antennes à réflecteurs, les réseaux d'antennes, les antennes à Bandes Interdites Photoniques (BIP) et les antennes à lentilles [1], [2], [3], [4]. Leur rôle, en réception, est de capter et de recevoir les signaux transmis par une ou plusieurs régions. De plus, elles devront capter le moins de signaux parasites possible. En émission, elles devront essayer de focaliser le mieux possible leurs signaux vers les zones pointées pour éviter les pertes d'énergie et la création d'interactions avec les autres systèmes de communication.

II.3.2.2 Le filtre de réception

Situé juste après l'antenne de réception, il permet de sélectionner la bande fréquentielle des signaux à traiter. Ce filtre est généralement large bande.

Il élimine les fréquences parasites et pour ne pas saturer l'amplificateur faible bruit (LNA) placé juste après, il doit éliminer le bruit hors bande. De plus, afin de ne pas dégrader le facteur de bruit de toute la chaîne de réception, il doit présenter peu de pertes. Généralement, de tels filtres sont réalisés en guides d'ondes [5]. Cependant, l'un des buts de ce

mémoire a été l'étude de filtres micro-usinés pour déterminer s'ils peuvent atteindre des performances suffisantes pour les remplacer.

II.3.2.3 Le récepteur large bande

Il assure la première étape de l'amplification et la transposition de fréquences, de la bande de réception à la bande d'émission. Il est composé des éléments suivants :

- ↗ un amplificateur faible bruit (LNA) ;
- ↗ un mélangeur ;
- ↗ un oscillateur local ;
- ↗ un amplificateur faible puissance.

II.3.2.4 Le multiplexeur d'entrée (IMUX)

Il doit assurer la séparation de la bande de réception en plusieurs canaux. Ces filtres devront donc avoir une bande très faible et être très sélectifs pour maximiser le nombre de canaux sur la bande utile. Pour éviter les recouvrements, une isolation de 50 dB entre canaux est généralement requise.

De plus, l'ondulation dans la bande doit rester très faible pour éviter une modulation parasite de l'amplitude [6], [7], [8].

II.3.2.5 Les amplificateurs

Il y a deux types d'amplificateurs :

L'amplificateur de canal :

Il se situe entre l'IMUX et l'OMUX et juste avant l'amplificateur de puissance. Il a pour rôle d'ajuster et de maintenir la puissance d'entrée du deuxième amplificateur pour qu'elle conserve sa valeur optimale, corrigeant ainsi l'atténuation atmosphérique de la liaison montante.

Il doit fournir un gain proche de 50 dB tout en gardant une bonne linéarité pour limiter les phénomènes liés à l'intermodulation [9].

L'amplificateur de puissance :

C'est lui qui doit apporter la puissance la plus importante afin que le signal émis puisse être reçu au sol avec un niveau suffisant pour l'interpréter [10], [11]. Ce sont donc eux qui vont consommer la plus grande partie de la puissance du satellite allouée au bloc radio. Deux paramètres permettent de caractériser un bon amplificateur de puissance :

- ↪ Le rendement qui est le rapport entre la puissance hyperfréquence du signal de sortie et la puissance continue consommée.
- ↪ La linéarité : la non linéarité de l'amplificateur entraîne des harmoniques créant des fréquences parasites.

II.3.2.6 Le multiplexeur de sortie (OMUX)

Après l'amplification de puissance, l'OMUX assure la recombinaison des canaux. N'ayant pas d'amplificateurs derrière, les OMUX doivent présenter le moins de pertes d'insertion possible (elles conduiraient directement à une perte de la puissance qui doit être émise par le satellite).

Les différents canaux ayant des bandes de fréquence très proches, ils doivent donc avoir une très bonne isolation. De plus, placés à la sortie des amplificateurs, ils doivent supporter le passage de très fortes puissances [12], [13]. Des filtres à cavités métalliques sont souvent utilisés pour répondre à cette exigence de forte puissance.

II.3.2.7 Le filtre d'émission

La fréquence de la bande descendante étant plus faible que celle de la bande montante, il doit présenter un prototype passe-bas. Placé juste avant l'antenne d'émission, il devra éviter les harmoniques et rejeter les signaux de la bande de réception pour éviter un rebouclage entre les deux antennes. Evidemment, comme l'OMUX, il devra présenter les pertes les plus faibles possibles. Généralement, de tels filtres sont réalisés en guides d'ondes [14], [15], [16].

III. LES DIFFÉRENTS TYPES DE FILTRES

Après avoir fait un tour d'horizon des différents éléments d'une charge utile dédiée à la télécommunication, nous allons nous attarder sur les différents types de filtres.

Pour chacun d'entre eux, nous allons évoquer leur fonctionnement, leur rôle, ainsi que leur place dans une chaîne d'émission / réception.

Leurs points forts, ainsi que leurs limites seront ainsi mis en avant.

III.1 FILTRES VOLUMIQUES

L'utilisation principale des filtres volumiques concerne le filtrage à bande étroite. A température ambiante, ce sont les seuls filtres capables de conduire à de très faibles bandes passantes. De plus, ils présentent une bonne stabilité thermique et tolèrent les signaux de fortes puissances.

Grâce à un fort coefficient de qualité à vide, leur réponse, en plus d'être très sélective dans la bande et avec de fortes réjections en dehors, présente très peu de pertes d'insertion. Les filtres volumiques sont classés en trois catégories : les filtres à résonateurs diélectriques, à guide d'ondes ou à cavités métalliques.

III.1.1. LES FILTRES À RÉSONATEURS DIÉLECTRIQUES

Cette technologie est apparue vers la fin des années 60 avec l'utilisation de résonateurs diélectriques en oxyde de Titane (TiO_2) avec de très forts Q_0 (10 000) [17]. De plus, la tangente de pertes présentée était très faible ($\text{tg}\delta = 10^{-4}$). De nos jours, grâce aux progrès technologiques sur les matériaux, des coefficients de qualité proches de 200 000 peuvent être atteints à la température ambiante [18], sur des résonateurs particuliers.

Pour la réalisation d'un filtre, une gaine métallique est utilisée autour des résonateurs pour assurer un blindage et éviter les pertes par rayonnement. Un tel filtre est présenté figure I.2. Les différents résonateurs sont couplés entre eux par des iris de réglage.

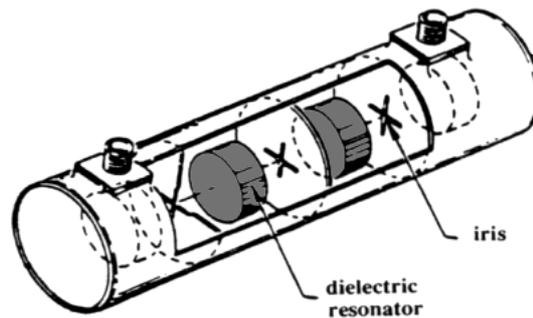


Figure I.2 : Filtre à résonateurs diélectriques

Il existe différentes techniques pour exciter un tel filtre :

- ↗ lignes microrubans,
- ↗ sondes magnétiques ou électriques,
- ↗ guide d'ondes.

De nombreux articles sont disponibles dans la littérature [19], [20]. Cependant, avec la montée en fréquence des circuits, ces filtres sont pénalisés par les pertes de leurs systèmes d'excitation. De plus, leurs faibles dimensions les rendent difficilement usinables. C'est pourquoi, aux fréquences millimétriques, ils sont utilisés sur leur mode de galeries conduisant à des volumes plus gros [21] avec de meilleures performances. Une autre solution consiste à utiliser des résonateurs à modes duaux [22] pour diminuer l'encombrement total en diminuant le nombre de résonateurs.

III.1.2. LES FILTRES A CAVITÉS MÉTALLIQUES

Leur apparition date du début des années 40. De forts coefficients de qualité peuvent être atteints (supérieurs à 20 000) conduisant à des bandes passantes relatives de l'ordre de 0,1 % avec peu de pertes.

Afin de diminuer leur poids et leur encombrement, ils sont généralement utilisés suivant des modes duaux, grâce à l'utilisation de cavités hyperfréquences bi-modes. Ces modes duaux ont la particularité de présenter deux polarisations orthogonales à la même fréquence. On peut alors créer des filtres à $2N$ pôles avec N résonateurs. Les polarisations du mode dual sont couplées entre elles par l'introduction d'une discontinuité à 45° des axes d'excitation. L'orthogonalité entre ces deux polarisations est alors rompue. Généralement, des vis sont utilisées pour réaliser cette discontinuité.

Dans la littérature, nous pouvons trouver de nombreux articles [23], [24], [25].

La figure I.3 présente un tel filtre :

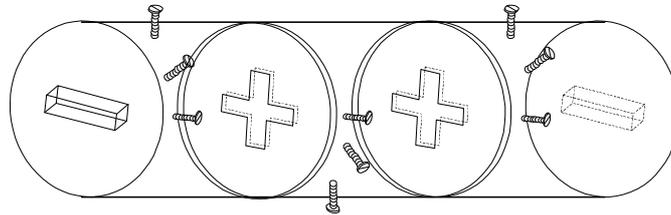


Figure I.3 : Filtre à cavités métalliques cylindriques

En plus de poids et de l'encombrement, l'un des éléments pénalisant de ce type de filtre est la nécessité d'avoir des vis de réglage pour affiner la réponse mesurée. Ces vis permettent néanmoins de retrouver mécaniquement les bons coefficients de couplage inter résonateurs, ainsi que les fréquences de résonance. Il y a donc une étape supplémentaire à réaliser, une fois le filtre fabriqué.

III.1.3. LES FILTRES À GUIDE D'ONDES

Pour des questions d'encombrement, ils sont généralement utilisés pour des fréquences supérieures à 10 GHz. Leur utilisation se situe en tête ou en queue des chaînes de réception des satellites car ils présentent peu de pertes [26], [27]. Les fonctions les plus simples à réaliser sont de type Tchebychev ou Butterworth. La figure I.4 présente un filtre en guide d'ondes :

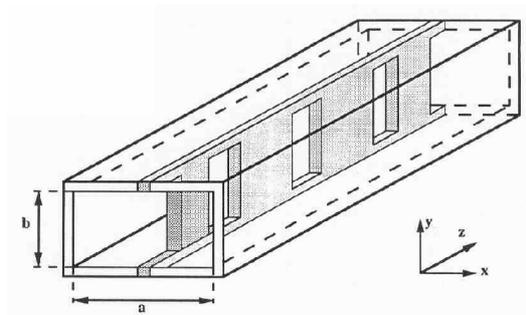


Figure I.4 : Filtre à guide d'ondes

Les inserts métalliques placés dans le sens parallèle au champ électrique du mode fondamental assurent la fonction de filtrage. Au niveau des fentes de la lamelle métallique, des réflexions vont se produire, permettant ainsi de sélectionner une bande fréquentielle. L'absence de diélectrique, ainsi que l'utilisation de bons conducteurs, permettent de limiter les pertes. L'inconvénient de cette structure est son raccord avec les autres éléments de la charge utile, comme le LNA qui est en technologie monolithique. De plus, les fonctions de filtrage plus complexes sont délicates à réaliser, comme les gabarits elliptiques.

Enfin, la longueur totale du filtre va dépendre du nombre de pôles, et comme ils sont "les uns à la suite des autres", le filtre deviendra vite volumineux.

III.2 LES CIRCUITS PLANAIRES

Nous allons maintenant présenter les structures planaires qui ont subi d'importants développements technologiques ces dernières années. Les circuits planaires sont très attractifs pour leurs faibles coûts de réalisation, leurs faibles poids et dimensions et leur facilité d'intégration avec les circuits actifs. Ainsi, ils permettent la réalisation complète d'un système micro-ondes sur le même substrat. Ils offrent en outre, une parfaite reproductibilité d'un circuit à l'autre.

Cependant, ils souffrent de quelques points faibles aux fréquences millimétriques. Parmi ceux-ci, nous pouvons citer les pertes par rayonnement ou les pertes diélectriques qui augmentent avec la fréquence. De plus, leurs facteurs de qualité restant faibles, ils ne pourront conduire à des filtres ayant une forte sélectivité et des bandes étroites (moins de 1 %).

Nous allons ainsi présenter les différentes technologies planaires puis les différentes possibilités d'amélioration pour rendre les circuits planaires particulièrement compétitifs.

III.2.1. FILTRES À ÉLÉMENTS LOCALISÉS

Ce sont des schémas basés sur des circuits basses fréquences qui sont réalisés en hautes fréquences. Ainsi, pour la réalisation de filtres, le constructeur va directement réaliser des selfs ou des capacités. Généralement, les selfs sont réalisées avec des lignes en spirales et les capacités avec des lignes interdigitées [28], [29], [30]. Ils sont très faciles à intégrer avec les composants MMIC mais souffrent de très fortes pertes. Des composants actifs leur sont

donc souvent associés pour limiter ces pertes [31]. De plus, ils sont généralement limités aux fréquences inférieures à 5 GHz. La figure I.5 présente des dessins de selfs inductances et de capacités réalisées à partir de cette technologie.

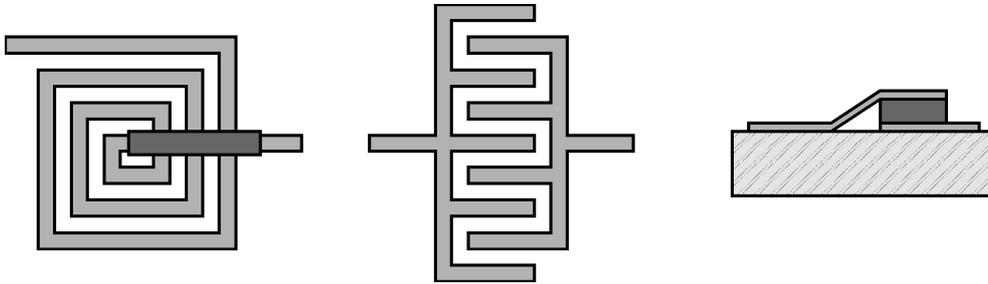


Figure I.5 : Self et capacités en éléments localisés

Plus haut en fréquence, les filtres à éléments distribués sont préférés. Les technologies coplanaires et microrubans vont être maintenant abordées et présentées.

III.2.2. LES FILTRES COPLANAIRES

Une structure coplanaire est présentée sur la figure I.6.

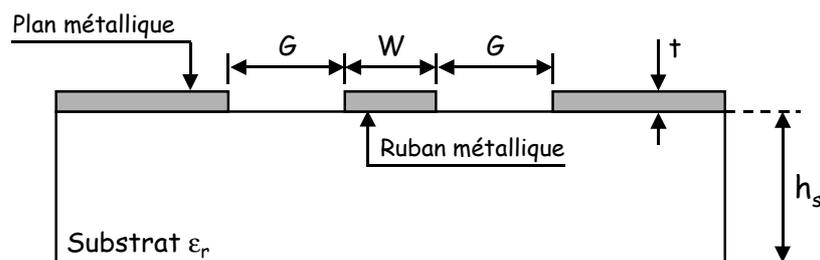


Figure I.6 : Vue en coupe d'une ligne coplanaire

La ligne métallique du signal est entourée de part et d'autre, sur la même face du substrat, par deux conducteurs de masse. La répartition des champs électromagnétiques est représentée sur la figure I.7.

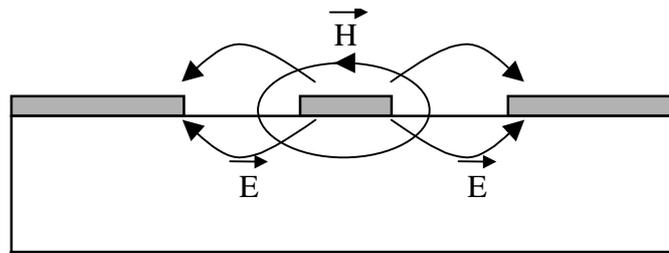


Figure I.7 : Représentation des champs électromagnétiques sur un mode quasi TEM

Il est à noter qu'une propagation suivant un mode quasi TE, correspondant à un mode de fente entre le signal et la masse peut s'installer. Pour l'éliminer, généralement des ponts à air sont utilisés pour maintenir les deux plans de masse au même potentiel et ainsi éviter l'apparition de ces modes de fente. Il y a aussi un autre mode de plaque lié à la métallisation inférieure du substrat (mode pseudo microruban).

L'un des gros avantages de cette technologie est la facilité d'intégration et de report d'autres structures, comme les MMIC, avec une connexion par bumps et report flip-chip, par exemple [32]. De plus, des structures quart d'ondes sont très faciles à réaliser puisque le signal et la masse sont sur la même face du substrat. Des courts-circuits sont alors aisément obtenus.

Dans la littérature, nous pouvons aisément trouver l'utilisation de la technologie coplanaire à la réalisation de filtres [33], [34].

En ce qui concerne les inconvénients et les limitations de cette technologie, nous pouvons citer le rayonnement qui est plus important que dans les structures microstrip. Les pertes sont donc plus importantes et les coefficients de qualité à vide plus faibles. De plus, la conception de fonctions de filtrage innovantes est délicate. Par exemple, pour créer des zéros de transmission, afin d'améliorer la réjection, des couplages entre résonateurs non adjacents ne sont pas aisés à réaliser.

III.2.3. LES FILTRES MICRORUBANS

La deuxième grande famille technologique est présentée maintenant. Une structure microruban est présentée sur la figure I.8.

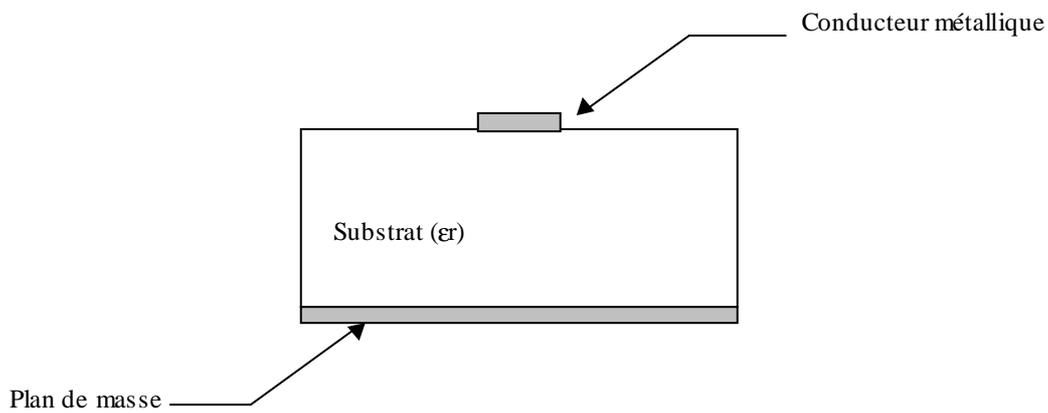


Figure I.8 : Vue en coupe d'une ligne microruban

Une ligne conductrice se situe sur le dessus d'un substrat et le dessous de celui-ci est recouvert d'un plan de masse. La répartition des champs électromagnétiques sur une telle ligne est représentée sur la figure I.9.

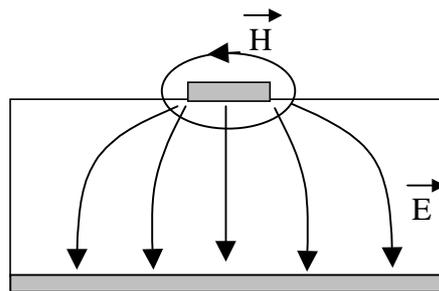


Figure I.9 : Représentation des champs électromagnétiques sur un mode quasi TEM

Nous allons présenter un peu plus en détails cette ligne de transmission, car les résonateurs que nous avons utilisés par la suite sont issus de cette technologie qui présente le moins de pertes parmi les technologies de réalisation de circuits planaires.

La propagation des champs électromagnétiques sur une ligne microruban n'est pas purement transverse électromagnétique (TEM) à cause de la différence de milieu de part et d'autre de la ligne (substrat (ϵ_r) et air).

Cependant, comme la composante longitudinale des champs sur le mode fondamental est très inférieure à la composante transversale, nous pouvons la négliger. On parle alors de

mode quasi TEM. Cette approximation reste valable pour les domaines fréquentiels d'applications micro-ondes.

Une des données qui sera très importante pour la réalisation des filtres concerne les pertes engendrées par la ligne elle-même. Pour une ligne microruban, les pertes peuvent avoir trois origines, les pertes diélectriques, les pertes métalliques et les pertes par rayonnement [35]. La constante de propagation d'une ligne avec pertes s'écrit sous la forme :

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad [1]$$

La partie $\Re \alpha$ (Neper / m) est la constante d'atténuation de la ligne qui tient compte des trois phénomènes de pertes évoqués précédemment.

Nous allons maintenant expliciter les trois phénomènes de pertes [36] :

► **Pour les pertes métalliques**, une approximation de l'atténuation est donnée par :

$$\alpha_m = \frac{8.686.R_s}{Z_c.w} \text{ (dB / m)} \quad (2)$$

avec Z_c : impédance caractéristique de la ligne

w : la largeur de la ligne

R_s : résistance de surface (ohm par carré)

$$\text{avec } R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}}$$

où μ_0 : perméabilité du vide

ω : pulsation

σ : conductivité

Ces pertes métalliques constituent l'origine majoritaire des pertes dans les lignes microrubans. Elles proviennent du fait que la conductivité des métaux utilisés n'est pas infinie, créant une résistance non nulle.

► **Les pertes diélectriques** proviennent du fait que les substrats utilisés ne sont pas des isolants parfaits. Une partie de l'énergie va donc se dissiper en leur sein.

Pour un diélectrique parfait, on a $\sigma = 0$ et donc $\vec{j} = \overline{\sigma \vec{E}} = 0$. En régime sinusoïdal, d'après les équations de Maxwell, on peut écrire :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = -j\omega \mu_0 \mu_r \vec{B} \quad (3)$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = j\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} \quad (4)$$

En combinant ces équations, on peut exprimer la propagation d'une onde plane avec une constante de propagation $\gamma = j\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}$. Les pertes diélectriques et magnétiques s'écrivent alors sous formes complexes avec :

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' \quad (5)$$

$$\mu_r = \mu_r' - j\mu_r'' \quad (6)$$

On définit alors les tangentes de pertes :

$$\tan \delta_e = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad \text{et} \quad \tan \delta_m = \frac{\mu_r''}{\mu_r'} \quad (7)$$

Si le diélectrique n'est plus parfait, l'équation (4) devient alors :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = j\omega \varepsilon_0 \varepsilon_p \vec{E} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \text{avec } \varepsilon_p &= \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \\ &= \varepsilon_p' - j \left(\varepsilon_r'' + \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right) \end{aligned}$$

Le terme $\frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}$ traduit les pertes ohmiques.

Une partie des pertes diélectriques est alors due aux pertes ohmiques.

► **Les pertes par rayonnement** proviennent d'un rayonnement de la ligne conductrice. Elles dépendent essentiellement des caractéristiques physiques du substrat. Elles peuvent être aisément contrôlées en blindant la structure, sur les côtés et sur le dessus.

Les pertes des lignes microrubans étant inférieures à celles des lignes coplanaires, ce type de technologie est très majoritairement utilisé lors de la réalisation de filtres planaires. Ainsi, dans la littérature, un nombre impressionnant de papiers est présenté [37], [38], [39], [40].

III.2.4. LES FILTRES PLANAIRES MULTICOUCHES

Nous allons présenter ici la technologie multicouche LTCC (Low-Temperature Cofired Ceramic). Cette technologie permet la création de circuits ou de boîtiers à trois dimensions avec la possibilité de réaliser des circuits monolithiques [41], [42]. Cette technologie est basée sur un empilement successif de fines couches de diélectriques et de conducteurs. Les lignes sur des niveaux différents peuvent être reliées par des vias au moment de la réalisation technologique. Ces différentes "feuilles" sont ensuite cuites, à 850°C pour le LTCC, afin de former une structure compacte et homogène.

Très proche du HTCC (High Temperature Cofired Ceramic), cette technologie offre la possibilité d'utiliser les conducteurs à basse résistivité (or, cuivre, argent) car la cuisson est inférieure à leur température de fusion, ce qui n'était pas le cas avec les HTCC [43].

Avec cette technologie, il est directement possible d'intégrer dans le substrat des éléments passifs, comme des résistances, des selfs ou des capacités. Cette technologie est donc très compacte car elle permet une réalisation aisée de circuits à trois dimensions. Ainsi, elle sera facile à intégrer avec d'autres éléments en permettant de placer les accès sur le dessus ou le dessous de la structure.

En revanche, elle n'apporte pas une réelle diminution des pertes qui pénalisent les circuits planaires.

Les dimensions minimales à observer entre deux lignes sont très importantes (150 à 200 μm), ce qui peut être très pénalisant pour l'obtention de forts couplages.

De plus, cette technologie est basée sur des films épais, la précision de gravure n'est pas très bonne et lors du recuit du substrat, les dimensions des lignes peuvent être modifiées, pénalisant ainsi cette technologie pour les applications millimétriques.

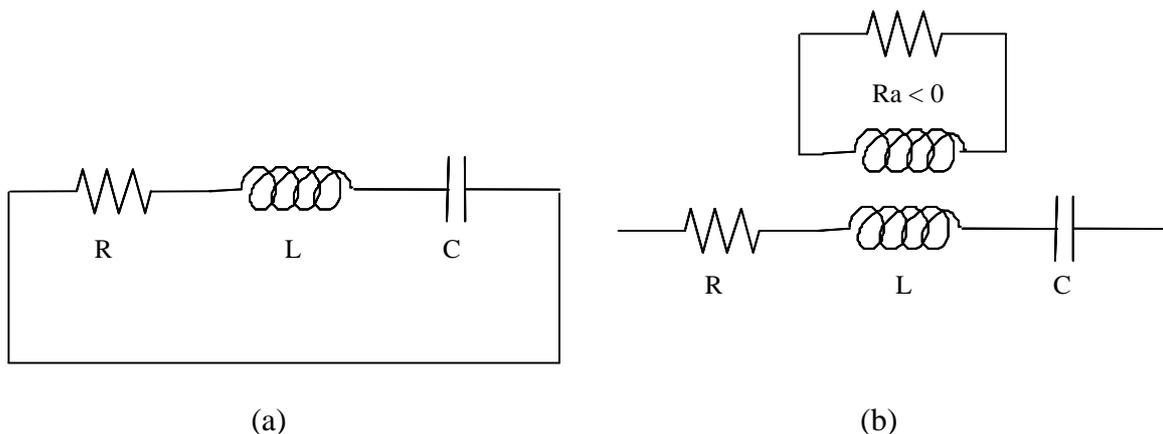
III.3 AMÉLIORATION DE LA TECHNOLOGIE PLANAIRE

Nous allons maintenant présenter différentes technologies dont le but est d'améliorer les performances des filtres planaires.

III.3.1. FILTRES ACTIFS

Traditionnellement, les filtres sont composés de parties passives. Mais on peut également utiliser des circuits actifs qui compenseront les pertes [44], [45]. Les principales caractéristiques qu'ils permettent d'améliorer sont la réduction des pertes d'insertion et la sélectivité (en améliorant la réjection). En outre, ils offrent la possibilité d'être facilement accordables [46], [47], [48].

Le principe de fonctionnement le plus simple, par résistance négative, est présenté sur la figure I.10.



**Figure I.10 : Schéma électrique équivalent d'un résonateur (a)
puis compensation des pertes (b)**

La figure I.10(a) présente le schéma électrique équivalent d'un résonateur, la résistance R représentant ses pertes. En ajustant convenablement la valeur de la résistance négative et du couplage avec la self, il est possible de présenter au résonateur une impédance négative annulant la valeur de R et conduisant ainsi à un résonateur sans perte (figure I.10(b)). Généralement, la résistance négative est obtenue grâce à l'utilisation de transistors.

La figure I.11 illustre cette méthode [49]. Une fois que le transistor est alimenté, les pertes du filtre sont compensées et une très bonne réjection est ainsi obtenue.

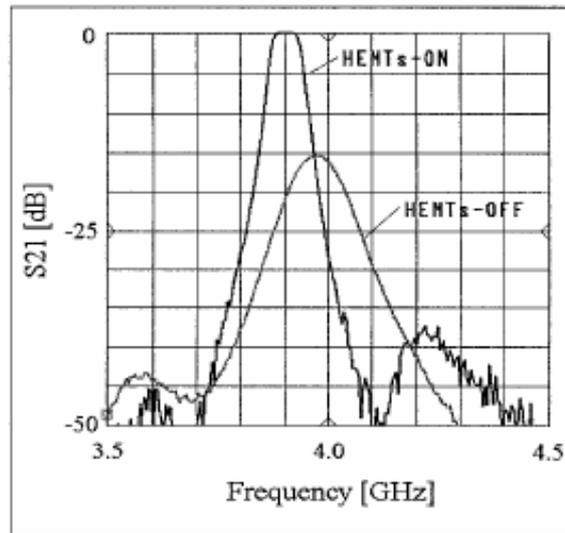


Figure I.11 : Compensation des pertes avec une partie active

Cependant, cette technologie comporte quelques points faibles, comme un mauvais facteur de bruit ou des problèmes de linéarité ou de stabilité. De plus, la partie active engendre forcément une consommation supplémentaire.

III.3.2. SUPRACONDUCTEURS

Nous allons présenter dans cette partie, une technique efficace concernant la suppression des pertes dans les circuits planaires. Les supraconducteurs joueront un rôle très important dans les nouvelles générations de communications mobiles [50]. Nous allons alors présenter, de manière générale, quelques propriétés des matériaux supraconducteurs.

En dessous de leur température critique T_c , les matériaux supraconducteurs présentent une résistance de surface très faible. Cela permettra de réaliser des filtres micro-ondes avec de très faibles pertes. Pour une manipulation et une utilisation plus aisée, les matériaux dont la température T_c est supérieure à la température d'évaporation de l'azote liquide (77 K) seront préférés. Deux matériaux sont principalement utilisés, l'YBaCuO et le TaBaCaCuO dont leurs températures critiques sont respectivement 92 K et 105 K. Ces conducteurs sont très efficaces en basses fréquences, mais sont pénalisés aux longueurs d'ondes millimétriques par une augmentation de leur résistance de surface, créant ainsi des pertes plus importantes.

L'utilisation de cette technologie a permis de réelles améliorations de la technologie planaire pour la réalisation de filtres passe-bande avec de très faibles pertes et de fortes sélectivités, grâce à des facteurs de qualité de 10 à 20 000 [51], [52], [53].

Leur limitation est bien évidemment le système cryogénique qui doit les accompagner pour pouvoir travailler à très basse température.

III.3.3. MICRO-USINAGE

Toujours dans le but d'améliorer les circuits planaires, le micro-usinage volumique joue un rôle particulier depuis plusieurs années. Nous avons vu précédemment que les filtres planaires souffraient des pertes diélectriques liées au substrat utilisé. Le but du micro-usinage est donc d'éliminer le substrat sur lequel reposent des lignes de transmission et ainsi de réduire de manière conséquente les pertes totales, la dispersion fréquentielle et les modes parasites pouvant s'installer dans le substrat [54], [55].

La figure I.12 établit une comparaison de la propagation des champs entre une structure classique (avec un substrat) et une structure micro-usinée.

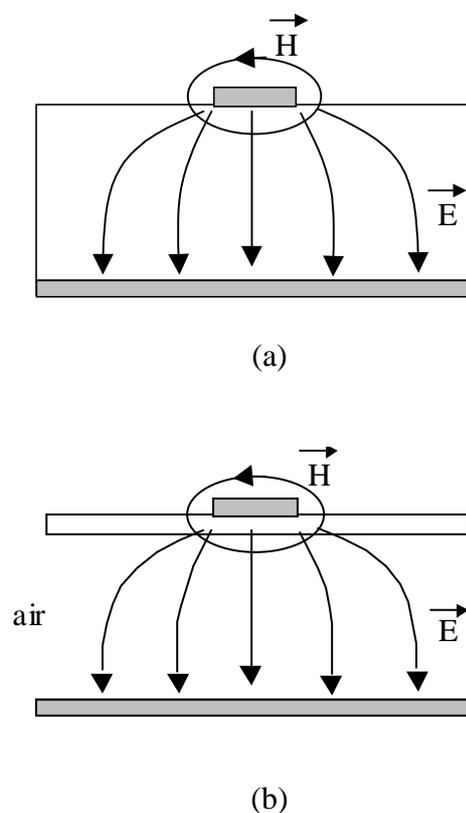


Figure I.12 : Comparaison structures classique (a) et micro-usinée (b)

Le principe de propagation des champs est exactement le même, sauf que dans le cas de la structure micro-usinée cette propagation s'effectue dans l'air, donc sans perte et sans dispersion.

En fait, dans une structure micro-usinée, seule subsiste une fine membrane diélectrique sur laquelle repose le circuit. Cette membrane étant très fine, quelques microns d'épaisseur, son effet sera négligeable.

La figure I.13 présente une ligne de transmission microstrip réalisée selon cette technique de micro-usinage volumique.

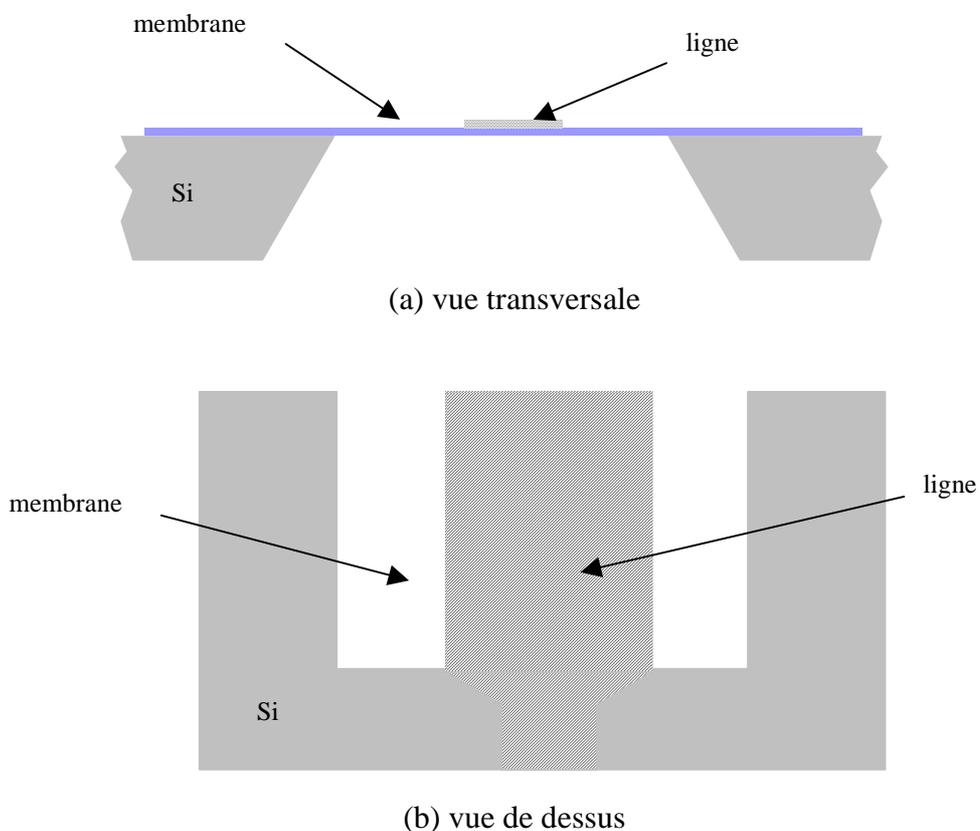


Figure I.13 : Présentation d'une ligne micro-usinée

Le substrat, dans ce cas, étant le même de part et d'autre de la ligne, la propagation des champs est donc très proche d'un mode TEM.

Nous avons adopté cette technologie pour réaliser par la suite des filtres passe-bande avec de faibles pertes. Ne demandant pas de moyen très lourd de mise en œuvre, du moins

pour le micro-usinage en voie humide, cette technologie est parfaitement applicable dans un laboratoire universitaire. En outre, elle offre de séduisants résultats [56], [57], [58]. Le procédé de réalisation sera présenté en détails dans le chapitre suivant.

III.4 MÉTHODES D'ANALYSE

Nous allons maintenant nous intéresser aux différentes méthodes permettant la simulation de filtres planaires en présentant leurs domaines préférentiels. Dans le but de gagner du temps lors de la réalisation et de la fabrication du filtre, nous éliminons les structures de réglage post-gravure. Il est donc très important de prévoir par simulation le comportement des circuits.

III.4.1. LA MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIS

Pour la simulation de structures dans le domaine fréquentiel, c'est la méthode la plus rigoureuse. L'IRCOM possède un logiciel basé sur cette méthode [59]. Elle est basée sur une discrétisation spatiale du volume étudié, qui est décomposé en un ensemble de tétraèdres. La résolution du système d'équation obtenu est alors réalisée en considérant les équations de Maxwell au sens des distributions et en appliquant les conditions aux limites sur chacune des zones maillées.

Cette méthode est capable de caractériser des structures planaires ou volumiques, de milieux isotropes ou non et avec ou sans pertes.

Le point faible de cette méthode très rigoureuse, est l'importance des temps de calcul. Cependant, afin de les réduire, si la géométrie le permet, des symétries peuvent être utilisées pour diviser les volumes d'étude. Une autre limitation est la difficulté à maillser des zones proches de dimensions transverses très différentes.

Deux types d'analyse peuvent être menés :

- ↪ L'analyse en oscillations libres permet d'obtenir des fréquences de résonance et des coefficients de qualité.
- ↪ L'analyse en oscillations forcées permet de connaître la matrice [S] de la structure étudiée et donc la réponse électromagnétique globale.

III.4.2. LA MÉTHODE DES LIGNES

Cette méthode présente quelques similitudes avec la méthode des différences finies et des moments. Elle est très bien adaptée au traitement de circuits planaires ou quasi-planaires mais peut également s'appliquer aux structures volumiques, lorsqu'il s'agit de couches minces [60], [61].

C'est une méthode semi-analytique qui permet de gérer l'empilement de couches inhomogènes.

Le circuit à analyser est discrétisé sur sa surface. Ainsi, pour des structures à trois dimensions, seules deux dimensions seront maillées. Pour la dernière dimension, les champs électromagnétiques seront décrits analytiquement. Une limitation de cette méthode est que si l'on modifie la géométrie de la structure suivant cette troisième dimension, il faudra trouver une nouvelle description analytique des champs.

Elle permettra de caractériser les modes propres des structures pour connaître la répartition des champs électromagnétiques et les fréquences de résonance. Elle permet également d'apprécier les pertes métalliques et diélectriques et donc de remonter aux valeurs des coefficients de qualité à vide des résonateurs. Dans le cas d'une étude en oscillations forcées, la résolution du système d'équation conduira à l'obtention des paramètres [S] du circuit.

III.4.3. LA MÉTHODE DES MOMENTS

Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell sous formes intégrales. Cette méthode impose une homogénéité des substrats des circuits à analyser. Seuls les conducteurs métalliques seront maillés (par des triangles ou des rectangles). Les logiciels basés sur cette méthode ne sont donc pas des logiciels 3D, ils sont qualifiés de "2,5 D". Ainsi, la modélisation de trous métallisés ou de ponts à air n'est pas rigoureuse.

En revanche, ils sont très efficaces pour des structures planaires, où il n'y a pas de volumes à traiter. De plus, ils peuvent gérer des structures blindées (latéralement et verticalement) ou non.

Les algorithmes de calcul, utilisés par cette méthode, étant très performants, les temps de calcul sont relativement courts. De nombreux logiciels commerciaux sont disponibles : Momentum-ADS ; Sonnet ; IE3D.

Après avoir présenté succinctement différentes méthodes d'analyse, nous allons maintenant en faire un bilan pour justifier notre choix d'utilisation. Le but de cette thèse est de réaliser des circuits planaires micro-usinés. C'est cette donnée qui va orienter notre choix de méthode d'analyse.

En ce qui concerne la M.E.F. les temps de calculs évoluent très vite avec les dimensions des structures. Il est généralement délicat de traiter des couches ayant de fortes différences de dimensions. Ainsi, cette méthode très bien adaptée aux structures volumiques, se retrouve moins performante pour les circuits planaires où, dans la même structure, on a des dimensions de l'ordre du micromètre et du centimètre.

Nous nous sommes donc tournés vers les logiciels 2,5 D utilisant la méthode des moments. Parmi ceux disponibles dans le commerce, nous avons utilisé Momentum d'ADS qui s'est révélé très performant.

Le tableau I-2 fait un bilan de forces et de faiblesses de chacune des méthodes selon la géométrie étudiée.

Méthode	Circuits planaires	Structures volumiques	Substrat inhomogène	Temps de calcul
Moments	très efficace	non adapté	non adapté	courts
Lignes	efficace	moyen	moyen	courts
Éléments finis	moyen	très efficace	très efficace	longs

Tableau I- 2: Comparaison des forces et des faiblesses de chaque méthode

IV. CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis de faire une présentation générale sur la composition de la charge utile d'un satellite de télécommunications. Nous avons focalisé cette présentation sur les filtres et plus particulièrement sur les filtres planaires. Les filtres planaires, qui sont très intéressants si l'on envisage une intégration, souffrent d'un très faible coefficient de qualité les rendant inadéquats pour bon nombre d'applications. Il a donc fallu développer des techniques et des méthodes pour accroître leur performance et les rendre compétitif pour des applications industrielles.

Parmi les différentes technologies possibles pour améliorer les circuits planaires, nous avons opté pour le micro-usinage volumique du silicium. Relativement peu coûteuse à mettre en œuvre, ne requérant pas de systèmes extérieurs volumineux et n'engendrant pas de consommation supplémentaire, cette technologie s'avère très intéressante. Le chapitre suivant permettra une présentation de cette technologie avec bien plus de détails. Enfin, un bilan des méthodes électromagnétiques disponibles pour simuler de tels circuits a été présenté en listant les forces et les faiblesses de chacune de ces méthodes. Nous avons retenu la méthode des moments avec son logiciel commercial, ADS-Momentum.

CHAPITRE II

Présentation et réalisation de
structures micro-usinées

I. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à la réalisation de filtres planaires micro-usinés. Nous allons dans un premier temps présenter toutes les étapes technologiques nécessaires à la réalisation de telles structures. D'abord généraliste, nous affinerons cette présentation vers les moyens technologiques disponibles dans la salle blanche de l'IRCOM en détaillant le micro-usinage du silicium par voie humide.

Pour la réalisation de filtres, l'élément primordial est le résonateur. Ce sont les résonateurs qui permettront aux filtres d'avoir de bonnes performances. Des simulations et des mesures de résonateurs à fort coefficient de qualité seront alors présentées. Les résultats montreront des facteurs de qualité supérieurs à 600.

La partie suivante traitera de la synthèse de filtres microondes. Nous décrirons alors les différentes étapes de la simulation.

Puis, après avoir présenté des techniques permettant d'améliorer les performances des filtres planaires micro-usinés, nous nous intéresserons à la simulation et à la réalisation de deux filtres micro-usinés faible bande.

Enfin, une étude en température sur les variations fréquentielles des filtres conclura ce chapitre.

II. PRÉSENTATION DE LA TECHNOLOGIE

Les fréquences de fonctionnement des systèmes de communication actuels ont considérablement réduit les dimensions des équipements microondes. Les techniques de microélectronique doivent alors être très bien maîtrisées. Nous allons présenter pas à pas les différentes parties du procédé de fabrication en faisant un tour d'horizon de ce qu'il est possible de faire et en précisant la technologie utilisée pour nos circuits.

Le but de cette partie est donc de donner un aperçu détaillé des différentes technologies de fabrication en se focalisant sur les procédés de micro-usinage sur Silicium.

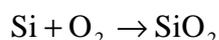
Tout d'abord généraliste, nous allons rapidement orienter notre présentation sur les technologies basées sur le micro-usinage de volume du Silicium.

II.1 L'OXYDATION

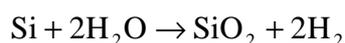
Une couche d'oxyde de Silicium (SiO_2) est utilisée comme masque pour venir attaquer ponctuellement le Silicium. Le motif est alors dessiné par lithographie. Il existe deux méthodes pour obtenir cette couche, par voie sèche ou humide.

Le dépôt est obtenu par la croissance d'un oxyde de Silicium à partir d'une réaction d'oxydation du Si du wafer à une température proche de 1000°C .

Pour la voie sèche, la réaction est :



et pour la voie humide :



Des couches d'oxyde de Silicium d'un micron peuvent alors être réalisées. Cette étape est réalisée à l'AIME à Toulouse. Nos wafers ont alors un dépôt pleine plaque sur les deux faces.

II.2 DÉPÔT BCB

Le Benzo-Cyclo-Butène (BCB) est une résine polymère qui va nous servir de membrane pour suspendre nos circuits. Il est déposé classiquement à la tournette avec une faible vitesse. De plus, son importante viscosité permet d'atteindre des épaisseurs de 8 à 10 μm .

Une cuisson à 275°C permet au BCB de polymériser et d'avoir ensuite une bonne tenue en température pour les applications visées ($\leq 120^\circ\text{C}$).

II.3 LA LITHOGRAPHIE

La lithographie est une technique qui permet de créer des motifs dans une couche de circuit. La lithographie consiste en l'exposition à la lumière ultra-violette, à travers un masque, d'une fine couche de résine photosensible, étalée à la surface du wafer. C'est le masque qui, en servant d'écran aux rayons ultra-violet focalisés va permettre de sélectionner les parties du substrat à insoler. La figure II.1 présente le comportement d'un masque vis à vis de la lumière.

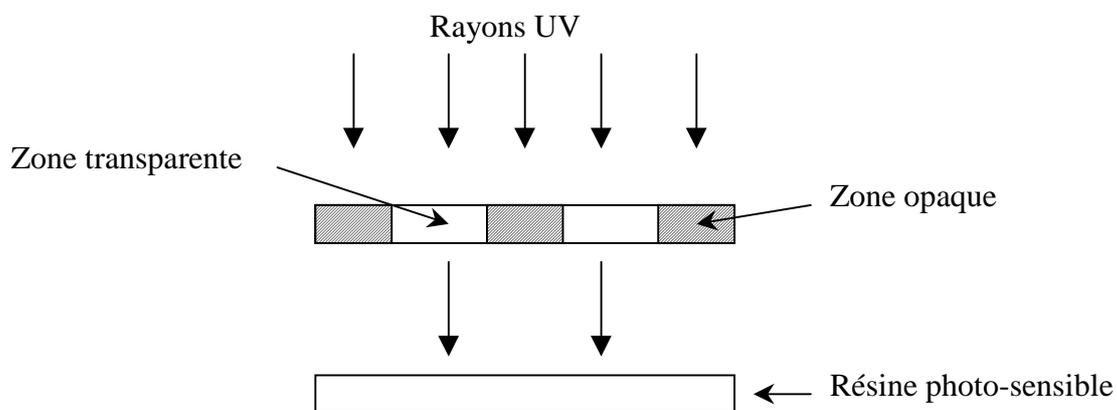


Figure II.1 : Filtrage spatial de la lumière par le masque

La lumière traverse uniquement les zones transparentes et est stoppée par les zones opaques. Elle viendra donc insoler ponctuellement la résine photosensible.

Ces zones opaques sont généralement obtenues avec des dépôts de chrome ou des sels d'argent, imperméables aux rayons ultra-violet émis par l'aligneur de masques.

Le dépôt de cette résine photosensible s'effectue à la tournette. L'épaisseur déposée dépend alors de la vitesse de rotation de la tournette et de la viscosité de la résine. La figure II.2 présente l'évolution de l'épaisseur de résine 18.18 en fonction de la vitesse de rotation.

C'est cette résine que nous avons couramment utilisée durant nos fabrications.

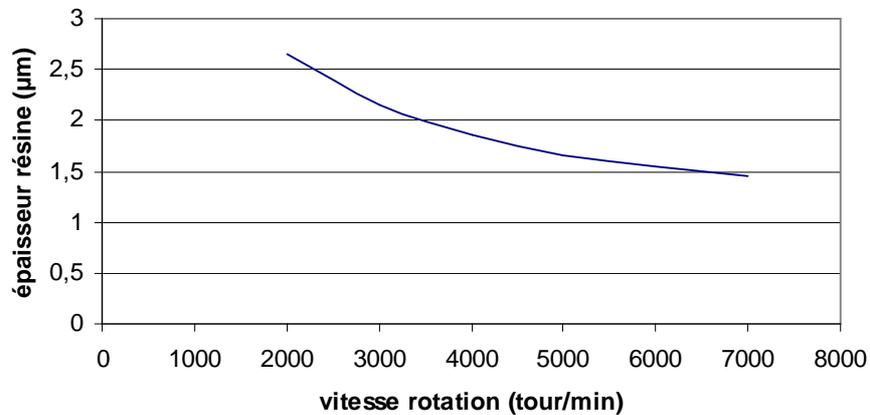


Figure II.2 : Epaisseur de résine en fonction de la vitesse de rotation

Il existe deux types de résines photosensibles : les résines positives et les résines négatives.

Pour des résines positives, les rayons ultra-violet (UV) brisent les chaînes carbonées aux endroits exposés, permettant ainsi de dissoudre ces zones et de les éliminer dans un développeur.

Pour les résines négatives, les UV polymérisent la résine aux endroits exposés, la rendant ainsi résistante au développeur. Les zones non exposées seront alors dissoutes. Les figures II.3 et II.4 présentent les différentes étapes d'une lithographie pour une résine positive et négative.

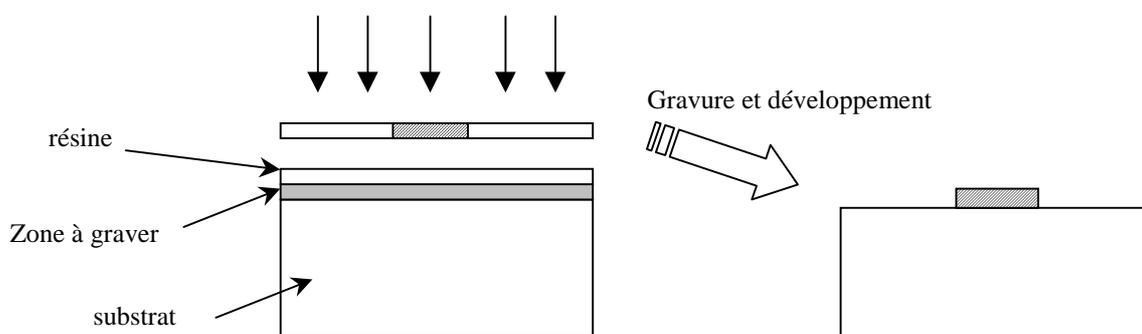


Figure II.3 : Motif avec une résine positive

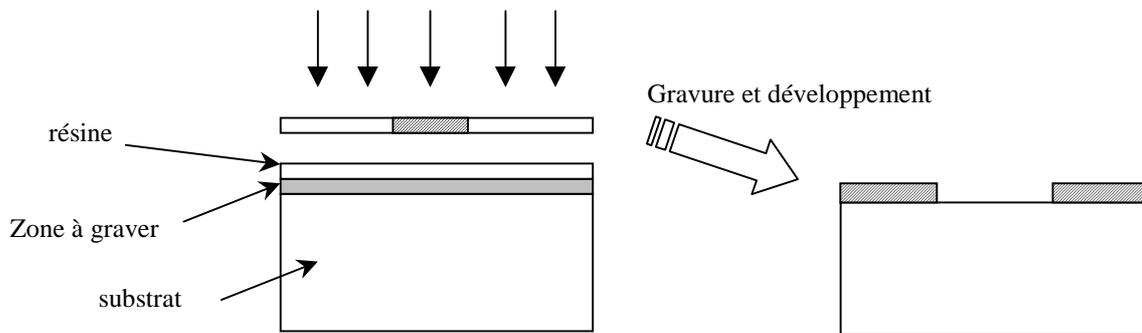


Figure II.4 : Motif avec un résine négative

Remarque : la résine 18.18 que nous avons utilisée est une résine positive.

II.4 LES DÉPÔTS MÉTALLIQUES

Cette étape consiste à déposer à la surface du wafer une ou plusieurs couches métalliques qui seront ensuite lithographiées puis gravées. Il existe différentes technologies pour réaliser de tels dépôts.

II.4.1. PULVÉRISATION CATHODIQUE

Avec cette technique, le dépôt s'effectue à froid et à basse pression. Le matériau à déposer est porté à un fort potentiel (plusieurs milliers de volts) et avec une faible pression d'argon. La différence de potentiel provoque une ionisation des atomes d'Argon et les ions Ar^+ sont attirés vers la source d'où ils éjectent des atomes qui vont se déposer sur la cible. Cette technique est présentée figure II.5.

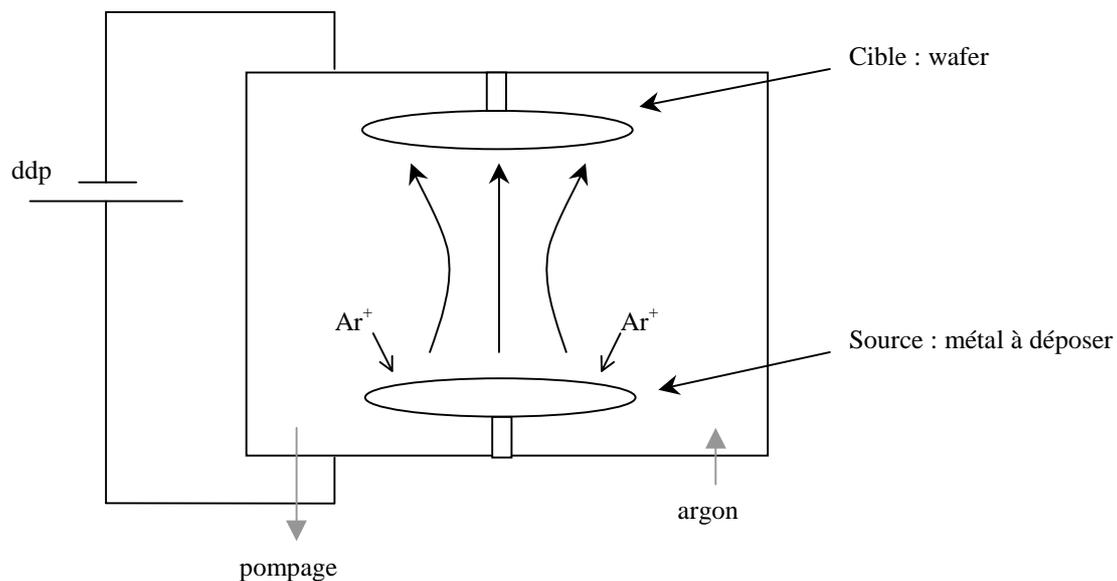


Figure II.5 : Principe de la pulvérisation cathodique

II.4.2. ÉVAPORATION PAR EFFET DE JOULE

Les matériaux à évaporer sont placés dans un creuset chauffé au-delà de la température d'évaporation du matériau. Ceci s'effectue dans une enceinte, sous un vide poussé (10^{-6} millibar). Le chauffage des creusets est effectué grâce à un fort courant électrique (100 à 160 A, selon le métal). Les atomes ainsi arrachés vont alors se déposer sur la cible. La figure II.6 présente cette technique.

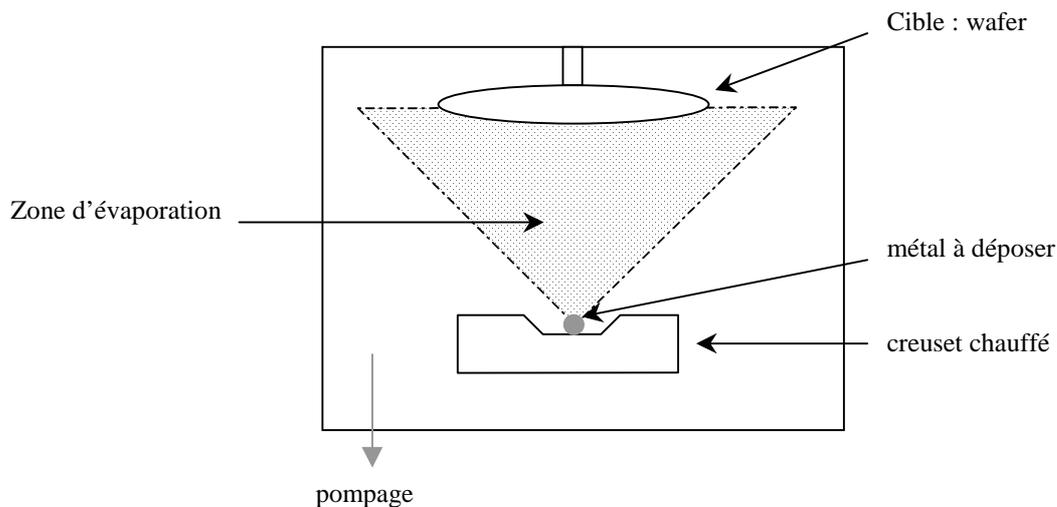


Figure II.6 : Principe du dépôt par évaporation

A l'IRCOM, nous disposons d'un tel équipement. Tous nos dépôts métalliques ont donc été réalisés par évaporation.

Il est relativement facile à mettre en œuvre, cependant, son rendement n'est pas très bon à cause de la large zone d'évaporation. On essaiera donc de faire des dépôts collectifs avec plusieurs wafers en même temps.

II.4.3. LE DÉPÔT ÉLECTROLYTIQUE

Ce dépôt est réalisé dans une cuve électrolytique par transport d'ions Au^+ vers la cathode. Le substrat à recouvrir est alors fixé sur cette électrode. Une fine couche d'accrochage d'or est cependant indispensable. Elle a été ainsi préalablement déposée par évaporation.

Ce dépôt électrochimique s'ajoute donc au premier dépôt avec l'avantage d'être peu coûteux et d'avoir un très bon rendement. Des épaisseurs de plusieurs microns peuvent ainsi être facilement réalisées.

II.4.4. MÉTAUX UTILISÉS

Durant notre fabrication, nous avons utilisé l'or comme métal pour ses bonnes propriétés électriques et thermiques. Au préalable, nous avons dû utiliser une couche d'accrochage en chrome (ou en titane) pour obtenir une bonne adhérence de l'or sur des substrats de Si. Les dépôts atteignaient alors 300 Å pour le Cr et 3 µm pour l'or (après électrolyse).

II.5 LA GRAVURE

Nous allons ici présenter les deux grandes familles de gravure : les gravures humides (gravure chimique en solution) et les gravures sèches (plasmas).

II.5.1. LA GRAVURE SÈCHE

Avec cette technique, l'attaque des matériaux se fait grâce à des ions produits par un plasma formé par un mélange gazeux. La méthode la plus utilisée est la R.I.E. (Reactive Ion Etching) dont nous allons décrire le fonctionnement d'un réacteur à plaques parallèles. Des flancs de gravure verticaux avec d'importantes profondeurs peuvent être obtenus grâce à une gravure anisotropique. Des ions, présents dans le plasma à l'intérieur d'une chambre à vide, sont accélérés par un champ électrique et réagissent avec le matériau à graver. A cela s'ajoute l'attaque physique du matériau, due au bombardement de sa surface par les ions du gaz. Les zones à ne pas attaquer sont protégées avec un masque (généralement en résine ou SiO₂). Cette technique est présentée figure II.7.

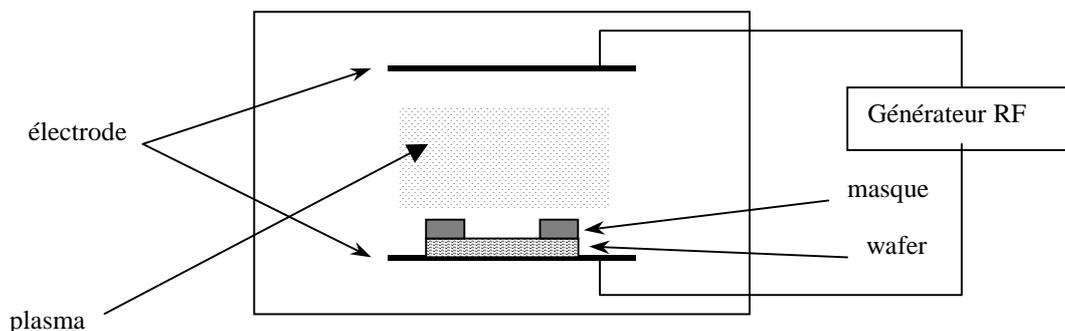


Figure II.7 : Principe de la R.I.E. dans un réacteur à plaque parallèle

II.5.2. LA GRAVURE HUMIDE

Le matériau est gravé par des attaques chimiques en solution. Ce type de gravure a généralement un caractère isotropique (sauf pour le silicium dans le TMAH ou de KOH).

La figure II.8 présente une comparaison entre une gravure anisotropique par voie sèche et une gravure isotropique par voie humide.

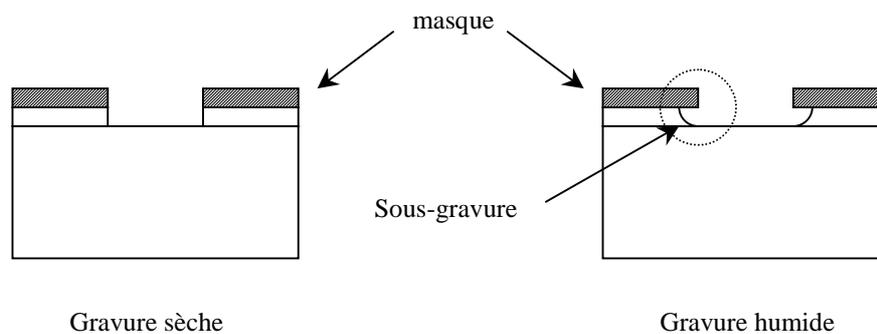


Figure II.8 : Comparaison entre gravure sèche et humide

On s'aperçoit alors que les temps de développement lors de la gravure humide doivent être très bien contrôlés pour éviter les sous-gravures.

Pour une grande facilité de mise en œuvre et pour de très faibles coûts de fonctionnement, nous avons utilisé la gravure humide. Lors de notre fabrication, nous avons été conduits à graver les matériaux présentés dans le tableau II-1, en précisant pour chacun la solution de gravure utilisée.

<i>Matériaux</i>	SiO ₂	Si	Au	Cr	Résine 18.18
<i>Sol. gravure</i>	HF	TMAH – KOH	KI ₂	Cr etch	Acétone

Tableau II-1 : Matériaux avec leurs agents de gravure

Bien évidemment, les solutions de gravure doivent avoir de fortes sélectivités envers les différents matériaux. Par exemple, lors de la gravure du Si, les couches d'Au, de Cr ou de SiO₂ doivent résister.

Parmi les différents types de gravures humides, nous allons présenter en détails, le micro-usinage volumique du Si.

II.6 MICRO-USINAGE VOLUMIQUE DU SI (VOIE HUMIDE)

Le micro-usinage de substrat a pour but de supprimer le substrat dans des zones où se propageront les champs électromagnétiques. Le but est de remplacer un milieu où la propagation s'effectuera avec pertes (matériaux, ϵ_r , $\text{tg}\delta$) par un milieu sans pertes (air, $\epsilon_r = 1$, $\text{tg}\delta \neq 0$). Afin d'expliquer plus en détails cette technique, nous allons présenter la gravure anisotropique du Silicium, élément clé de la réalisation de nos circuits et cavités.

L'un des gros avantages de cette gravure chimique est qu'elle offre une bonne précision, une vitesse de gravure correcte ($\approx 1 \mu\text{m}\cdot\text{min}^{-1}$) et de très faibles coûts (comparés à la gravure sèche par plasma). De plus, elle est très simple à mettre en œuvre et ne requiert aucun matériel spécifique.

La gravure anisotropique du Si est donc une réaction chimique entre une solution de gravure et le silicium. L'élément primordial est que la cinétique de cette réaction dépend de l'orientation cristallographique des surfaces en contact avec la solution.

La figure II.9 présente en détail une gravure anisotropique.

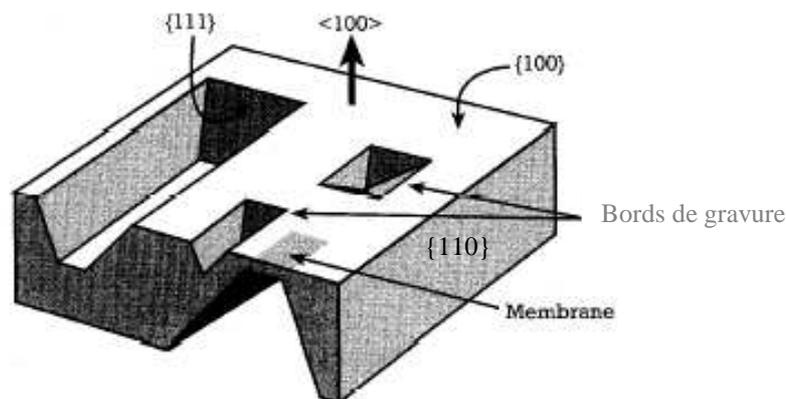


Figure II.9 : Gravure anisotropique

Le substrat est orienté (100) et le masque de gravure a été dessiné dans la direction (110). Lors de la gravure le plan (111) n'est pas attaqué (du moins d'une manière négligeable par rapport aux autres directions). Il sert alors d'arrêt naturel lors de la gravure. On obtient ainsi une pyramide à base rectangulaire (figure II.10).

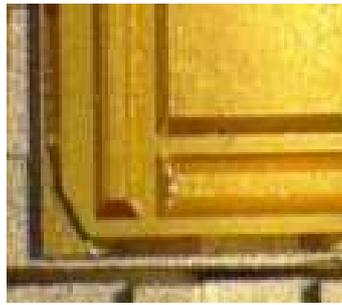
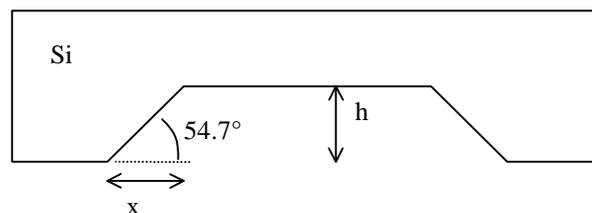


Figure II.10 : Photographie d'un substrat micro-usiné

Il est à noter qu'il existe un angle d'attaque, lors de la gravure sur silicium (100), de $54,7^\circ$, comme le présente la figure II.11.

On peut alors connaître aisément la profondeur de gravure en mesurant la distance x grâce à un projecteur de profil.

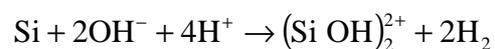


$$\begin{aligned} \operatorname{tg} 54,7 &= \frac{h}{x} \\ \Rightarrow \boxed{h = x \operatorname{tg} 54,7} \end{aligned}$$

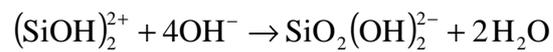
Figure II.11 : Angle d'attaque du silicium

Les solutions de gravure du silicium présentant un caractère anisotropique sont les hydroxydes dont les principaux sont KOH, NaOH, NH_4OH ou TMAH.

La réaction est une oxydation du silicium par les hydroxydes pour former un silicate :



Les silicates réagissent ensuite avec les hydroxydes pour former un complexe soluble dans l'eau :



Les solutions chimiques les plus utilisées pour la gravure anisotrope du Silicium sont l'hydroxyde de potassium (KOH) et le tétraméthyl ammonium hydroxyde (TMAH).

Avec de telles solutions, à 85°C, on atteint sans problème des vitesses de gravure de 1 $\mu\text{m}\cdot\text{min}^{-1}$ avec une anisotropie de gravure entre les plans (111) et (100) proche de 1 pour 400.

En plus d'une sélectivité cristallographique, ces solutions de gravure chimique doivent présenter une sélectivité de matériaux. En effet, lors du micro-usinage, beaucoup de matériaux sont plongés avec le silicium dans le bain de gravure. Ils devront résister à la réaction chimique. Nous pouvons ainsi citer :

- ↪ Les métaux (Cr, Ti, Au,...).
- ↪ Les oxydes SiO_2 .
- ↪ La membrane sur laquelle sera suspendu le circuit (BCB).

Des essais, présentés dans [62] ont mis en évidence une vitesse d'attaque du SiO_2 (servant de masque lors de la gravure) dans le TMAH de 7 $\text{nm}\cdot\text{h}^{-1}$ à 85°C. Le tableau II-2 établit une comparaison des cinétiques de réaction.

<i>Matériaux</i>	<i>Cinétique de gravure</i>
SiO_2	7 $\text{nm}\cdot\text{h}^{-1}$
Si	40 $\mu\text{m}\cdot\text{h}^{-1}$

A 85°C et concentration TMAH à 25 %

Tableau II-2 : Comparaison des cinétiques de gravure

L'oxyde de Silicium, très peu attaqué par le TMAH, pourra donc nous servir de couche de masque pour protéger le silicium non attaqué.

La gravure anisotrope du Si nécessite que le silicium soit accessible par la solution de gravure et délimité par un masque résistant à cette solution ailleurs. Ceci est illustré sur la figure II.12.

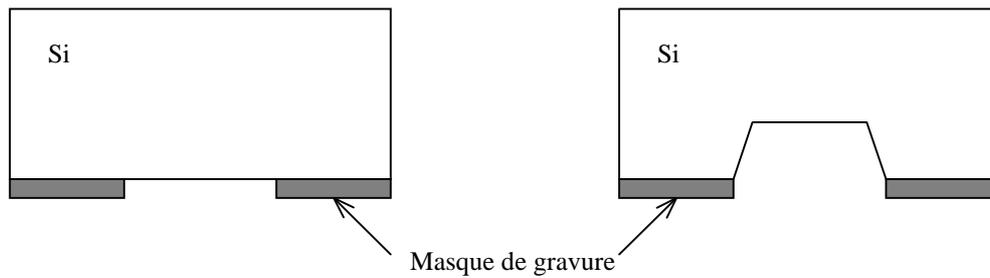


Figure II.12 : Sélection de la zone à graver par le masque

La définition de ces ouvertures est réalisée en utilisant les techniques classiques de photolithographie. Pour nos circuits, nous avons utilisé, comme masque de gravure un duo Cr+SiO₂ résistant très bien au TMAH.

II.7 ASSEMBLAGE

Une fois les différents éléments du circuit réalisés, il faut les assembler les uns aux autres. La figure II.13 montre une structure micro-usinée et blindée, formée par trois substrats. Un substrat haute résistivité est utilisé pour le circuit sur membrane et deux substrats basse résistivité pour les cavités de blindage.

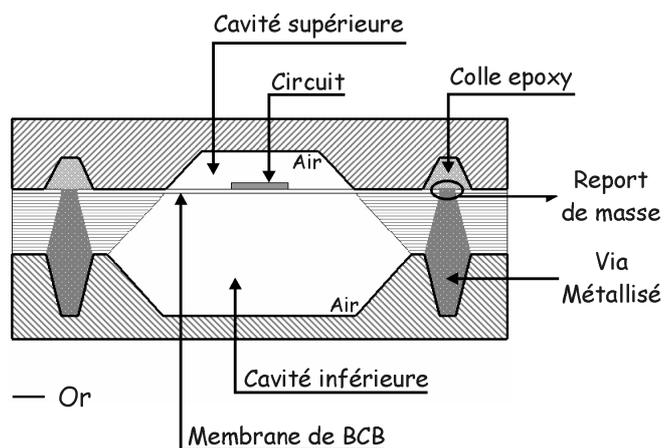


Figure II.13 : vue en coupe d'un élément suspendu sur une membrane

Le but de cette étape est d'assurer une isolation électromagnétique et mécanique du circuit sur membrane. La photo de la figure II.14 montre la zone de gravure pour réaliser la cavité, ainsi que les vias servant à effectuer cette étape.

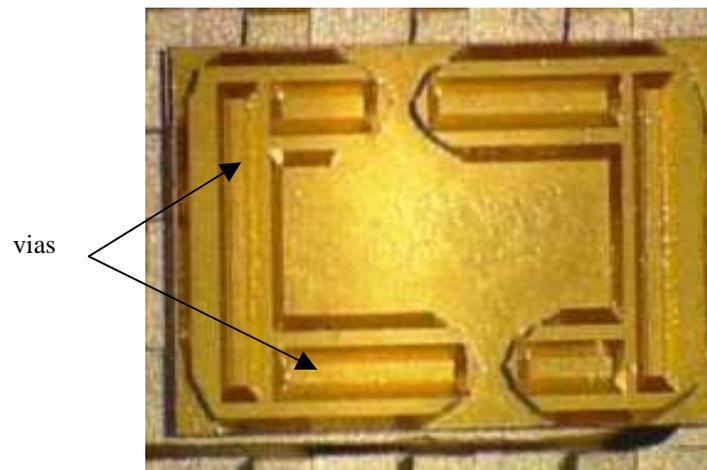


Figure II.14 : Substrat micro-usiné

Les vias sont alors remplis d'une colle conductrice à l'époxy argentée ce qui permet de blinder électriquement la structure. Après polymérisation la tenue mécanique des trois éléments est très bonne. Le circuit, une fois les trois wafers assemblés, peut être considéré comme une puce relativement solide.

L'étape la plus critique de l'assemblage est l'alignement des trois wafers. Il faut alors éviter de court-circuiter l'accès du filtre avec un mauvais alignement du substrat supérieur. Des marques d'alignement dessinées avec les motifs du circuit permettent de pallier à ce problème.

Les différentes techniques de microélectronique venant d'être présentées, nous allons maintenant les utiliser pour la réalisation de résonateurs et de filtres suspendus.

Le procédé complet de réalisation de structures micro-usinées est donné en annexe 1.

III. RÉALISATION DE RÉSONATEURS SUSPENDUS À FORT Q_0

III.1 APPROCHE THÉORIQUE – IMPORTANCE DU Q_0

La notion de facteur de qualité (Q_0) s'applique aux résonateurs qui vont constituer le filtre. Que ce soit pour un filtre ou pour un oscillateur, les performances vont fortement dépendre de la valeur du coefficient de qualité de ces résonateurs. Dans le cas du filtrage, le premier travail concerne le Q_0 . Il traduira les performances électromagnétiques du résonateur et donc du filtre.

Ainsi, deux caractéristiques majeures des filtres sont directement dépendantes du Q_0 des résonateurs, les pertes d'insertion et la réjection hors bande. La valeur des pertes d'insertion diminuera si on augmente Q_0 et la réjection du filtre s'améliorera si on accroît la valeur du coefficient de qualité. On essaiera donc de réaliser des résonateurs ayant des Q_0 les plus élevés possible.

La figure II.15 présente l'évolution de la transmission d'un filtre pour différentes valeurs de Q_0 .

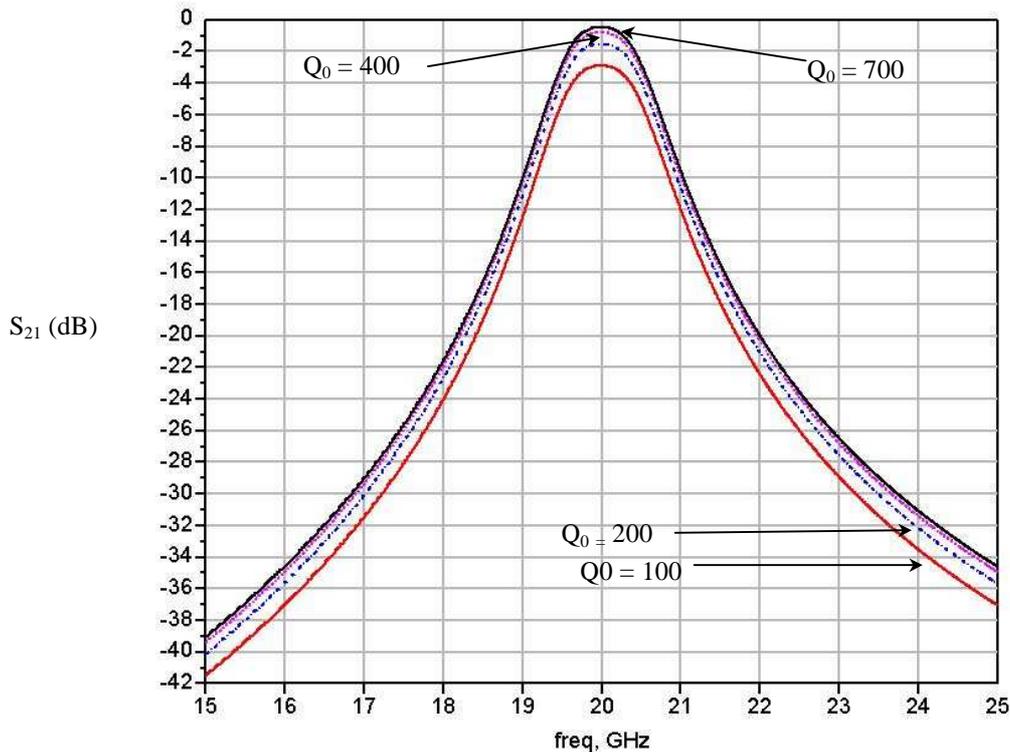


Figure II.15 : Evolution de la réponse d'un filtre en fonction du coefficient de qualité des résonateurs

La valeur du Q_0 des résonateurs sera donc une donnée clé pour la réalisation de filtre avec de bonnes performances. Des Q_0 trop faibles engendreront inévitablement des pertes d'insertion. Ainsi, on s'accorde à dire que pour limiter les pertes d'insertion, on doit vérifier :

$$Q_0 \gg Q_L$$

$$\Leftrightarrow Q_0 > 10 \frac{f_0}{\Delta f}$$

D'une manière générale, le Q_0 d'un résonateur est défini par :

$$Q_0 = w. \frac{\text{énergie stockée dans le résonateur}}{\text{énergie dissipée par cycle}} \quad (1)$$

En tenant compte des pertes ohmiques, des pertes diélectriques et des pertes par rayonnement, il a été montré [63] que le coefficient de qualité d'un résonateur linéique peut s'écrire sous la forme :

$$Q_0 = \frac{\pi}{\lambda_g \alpha} \quad (2)$$

λ_g étant la longueur d'onde guidée (m)

et α l'atténuation linéique totale (Np/m)

$$Q_0 = \frac{\pi}{\lambda_g \alpha} = \frac{\pi f}{c \alpha} \sqrt{\epsilon_r}$$

Pour une ligne microruban, α augmente en \sqrt{f} [64] donc pour une structure donnée, à dimension transverse égale, c'est-à-dire à α constant, Q_0 augmente en \sqrt{f} .

De plus, en considérant un résonateur RLC parallèle, le Q_0 est donné par :

$$Q_0 = \frac{1}{RC \omega_0}$$

Donc, en diminuant C, on augmente Q_0 . Etant dans l'air, pour une structure et une géométrie donnée, la capacité linéique sera minimale, engendrant un Q_0 le meilleur possible.

En ce qui concerne l'atténuation linéique, les structures micro-usinées ont permis de la réduire et ainsi d'augmenter le coefficient de qualité [64], [65].

D'une manière tout à fait générale, les différentes pertes présentes dans un circuit et le Q_0 peuvent être reliées par la relation suivante :

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_m} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r} \quad (3)$$

avec $\frac{1}{Q_m}$ représentant les pertes métalliques

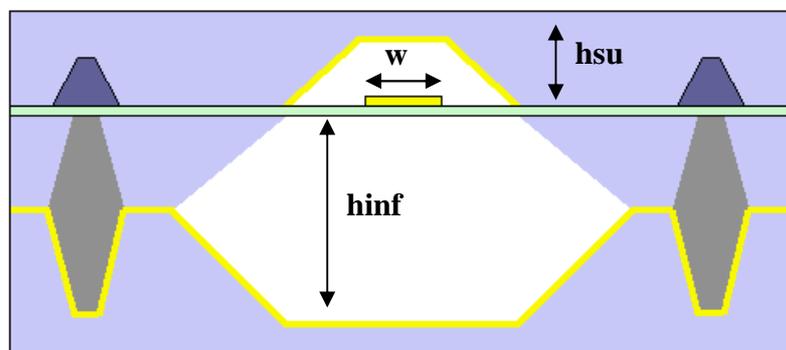
$\frac{1}{Q_d}$ représentant les pertes diélectriques
 et $\frac{1}{Q_r}$ les pertes par rayonnement

Afin d'augmenter Q_0 il faudra donc diminuer les différentes pertes. Le micro-usinage permettra bien évidemment de limiter les pertes diélectriques en éliminant le substrat et une structure blindée réduira les pertes par rayonnement. L'utilisation de bons conducteurs (or, cuivre) limitera au mieux les pertes métalliques.

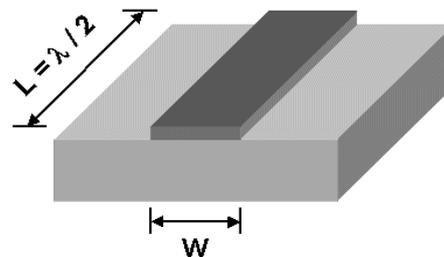
Nous allons maintenant étudier la structure globale afin de maximiser le Q_0 .

III.2 SIMULATIONS ET OPTIMISATION DU Q_0

L'étude que nous avons réalisée pour la mesure et la simulation du Q_0 s'appuie sur un résonateur linéique demi-onde caractérisé par quatre paramètres dimensionnels, présentés sur la figure II.



(a)



(b)

**Figure II.16 : Structure utilisée pour l'étude du Q_0 : (a) vue transverse
 (b) vue longitudinale**

Les quatre paramètres optimisés sont :

↳ $L = \frac{\lambda}{2}$ permet d'obtenir la fréquence de résonance désirée.

↳ w , la largeur de la ligne, h_{sup} , l'épaisseur d'air de la partie supérieure et h_{inf} celle de la cavité inférieure permettront de maximiser la valeur du coefficient de qualité des résonateurs.

L'optimisation du Q_0 des résonateurs a été conduite avec le logiciel Momentum d'ADS, méthode des moments en $2D^{1/2}$.

Une mesure en transmission d'un résonateur élémentaire couplé à deux lignes d'excitation permet de déterminer la largeur à 3 dB de la courbe de résonance.

Le coefficient de qualité est alors déduit par la relation :

$$Q_0 = \frac{f_0}{\Delta f|_{3\text{dB}}} \frac{1}{1 - |S_{21}|_{\text{max}}} \quad (4)$$

avec f_0 : fréquence de résonance

$\Delta f|_{3\text{dB}}$: bande passante à 3 dB

$|S_{21}|_{\text{max}}$: module de S_{21} au maximum des pics de résonance

Lors de la simulation, pour représenter les pertes métalliques et diélectriques, nous avons fixé :

↳ conductivité de l'or $\sigma_{\text{Au}} = 4,09 \cdot 10^7 \text{ S.m}^{-1}$; épaisseur = $3 \mu\text{m}$

↳ BCB : $\text{tg}\delta = 10^{-3}$; épaisseur = $8 \mu\text{m}$; $\epsilon_r = 2,31$

L'étude a été faite à 28 GHz.

La première étude théorique concerne l'évolution du Q_0 en fonction de la largeur de ligne microruban utilisée pour réaliser le Q_0 . Le tableau II-3 décrit cette évolution. Pour cette simulation, nous avons fixé : $h_{\text{inf}} = 760 \mu\text{m}$ et $h_{\text{sup}} = 425 \mu\text{m}$.

W résonateur (mm)	0,5	0,8	1,1	1,5	1,7	2
Q₀	370	440	500	555	600	650

Tableau II-3 : Evolution du Q₀ en fonction de W

La deuxième étude menée concerne l'évolution du Q₀ avec les hauteurs des cavités supérieures mais avec cette fois-ci une largeur de ligne fixe.

Le tableau II-4 établit les résultats obtenus :

h_{sup} (μm)	200	270	350	425
Q₀	370	400	430	450

Tableau II-4 : Evolution du Q₀ en fonction de la hauteur de la cavité supérieure

Pour effectuer cette simulation, nous avons fixé : w = 1000 μm et h_{inf} = 600 μm.

Le tableau II-4 permet de vérifier une augmentation du Q₀ suivant celle de l'épaisseur d'air. Une analogie avec un câble coaxial peut être établie, et dans ce cas, en repoussant les plans de masse du conducteur central on diminue les pertes totales.

Les résultats de ces deux études sont reportés sur le graphe (figure II.17).

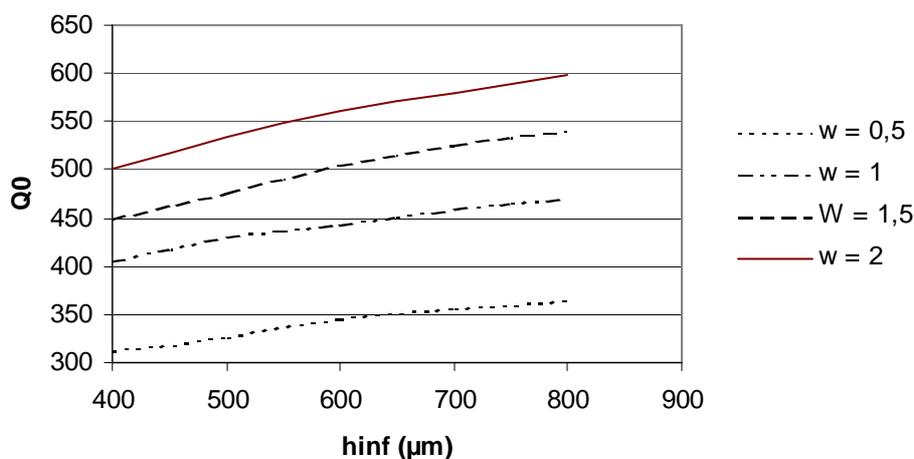


Figure II.17 : Evolution du Q₀ en fonction de h_{inf}, paramétrée par w (en mm)

Afin d'obtenir le coefficient de qualité le plus important possible, tout en gardant une géométrie facile à réaliser, nous avons choisi pour nos résonateurs :

$$w = 2 \text{ mm}$$

$$h_{\text{inf}} = 760 \text{ }\mu\text{m}$$

$$h_{\text{sup}} = 425 \text{ }\mu\text{m}$$

III.3 FABRICATION ET MESURE DES RÉSONATEURS

Afin de vérifier expérimentalement les résultats obtenus en simulation, nous avons fabriqué un résonateur avec les dimensions données précédemment. Le procédé de fabrication détaillé est donné dans l'annexe 1.

La mesure a été effectuée avec un analyseur de réseau HP 8510C calibré suivant une méthode SOLT (Short-Open-Load-Thru) avec des pointes coplanaires de 125 μm de pitch.

La figure II.18 établit une comparaison entre la simulation et la mesure du résonateur élémentaire choisi.

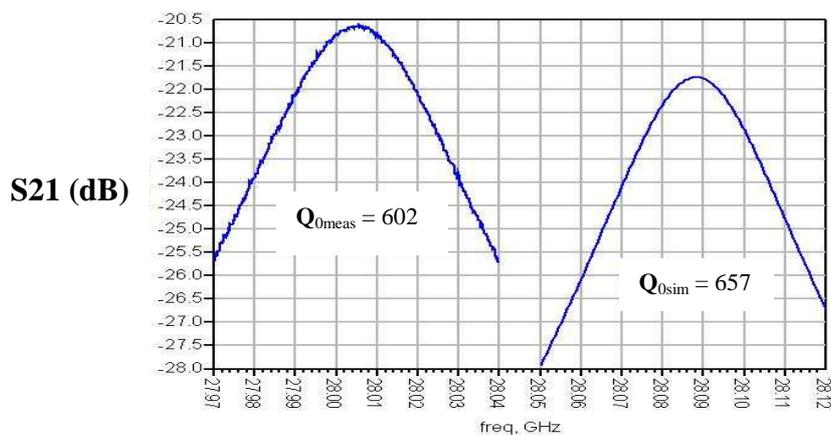


Figure II.18 : Comparaison simulation/mesure sur un résonateur

Ces deux courbes sont très proches, que ce soit en terme de fréquences (0,08 GHz d'écart, 0,3 %) ou de valeur (602 au lieu de 650).

Ces résultats sur les résonateurs sont très encourageants et vont permettre de réaliser des filtres avec de faibles bandes, pour une technologie planaire, autour de quelques % de bande passante relative.

La simulation était un peu optimiste car même en incluant les pertes, elles ne sont pas totalement prises en compte. En effet, l'état de surface du métal n'est pas forcément parfait, créant une diminution de la conductivité. De plus, les pertes par rayonnement à l'entrée des résonateurs ne sont pas prises en compte.

Ces détails expliquent la différence entre la valeur mesurée et la valeur simulée du coefficient de qualité.

A partir de la mesure du Q_0 , nous pouvons remonter à la valeur de l'atténuation linéique des lignes micro-ruban micro-usinées réalisées avec notre technologie.

La relation (6) permet de passer de l'atténuation en Neper / unité de longueur à l'atténuation linéique en dB / unité de longueur.

$$\alpha(\text{dB}|_{\text{unité long}}) = 20 \log_{10} e \times \alpha(\text{Np}|_{\text{unité long}}) \approx 8,686 \alpha \quad (6)$$

$$\text{Or, nous avons : } Q_0 = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (7)$$

$$\text{Ce qui permet d'écrire : } \alpha = \frac{\pi}{\lambda Q_0}$$

Nous arrivons donc à $\alpha \approx 0,004$ dB/mm, soit 4 dB/mètre.

En comparant avec l'atténuation linéique d'une ligne sur Si haute résistivité qui est proche de 0,3 dB/mm à 40 GHz, on aperçoit la réduction significative des pertes, grâce au micro-usinage.

IV. SYNTHÈSE DE FILTRES

Nous allons présenter la méthode utilisée pour la simulation de nos filtres. Nous commençons par une approche électrique théorique pour caractériser les différents éléments du filtre, les couplages externes et inter-résonateurs. Puis, nous établirons un lien entre cette approche électrique et les simulations électromagnétiques, permettant la conception de filtres.

IV.1 APPROCHE ÉLECTRIQUE

Un résonateur peut être représenté par un circuit RLC série ou parallèle. La résistance traduit ses pertes. On ne considère que le mode fondamental en supposant les autres fréquences suffisamment éloignées. On utilise alors un seul circuit résonant. La figure II.19 montre une représentation série d'un résonateur élémentaire.

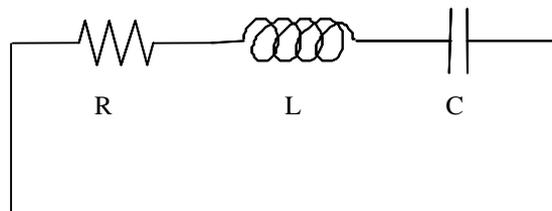


Figure II.19 : Représentation électrique d'un résonateur

De la même façon que nous venons de présenter le schéma électrique équivalent d'un résonateur, nous pouvons représenter électriquement les coefficients de couplage (entrée/sortie ou inter-résonateur). En ce qui concerne le couplage inter-résonateur, il existe deux types de couplage différents :

- ↳ Le couplage magnétique, qui est représenté dans le schéma équivalent en éléments localisés par une self inductance M . Un tel couplage est présenté figure II.20.

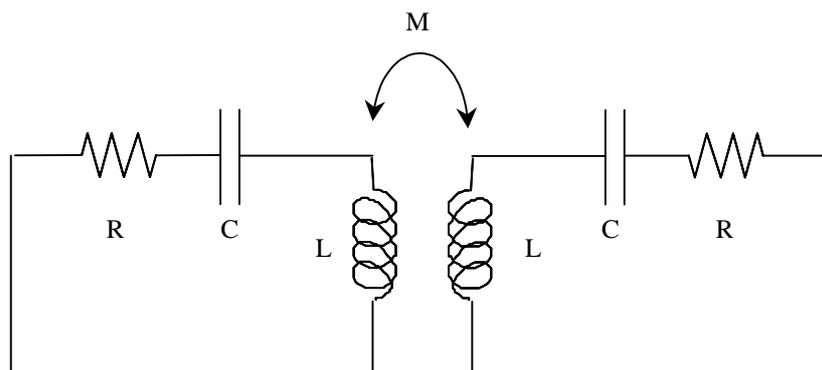


Figure II.20 : Modélisation d'un couplage magnétique

Le couplage inter-résonateur sera alors donné par :

$$k_{ij} = \frac{M}{L} \quad (8)$$

↳ Le couplage électrique qui est représenté dans le schéma équivalent en éléments localisés par une capacité mutuelle de couplage (figure II.21).

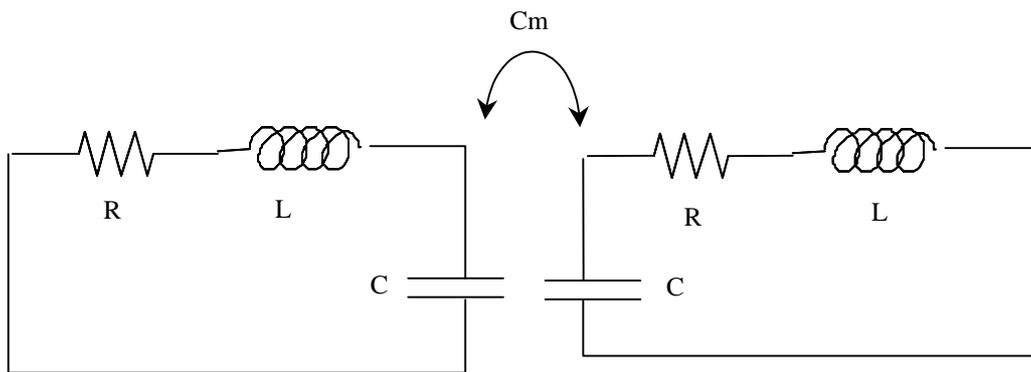


Figure II.21 : Modélisation d'un couplage électrique

Le couplage inter-résonateur est alors :

$$k_{ij} = \frac{C_m}{C} \quad (9)$$

On vient donc de poser les éléments de base à la synthèse de filtres : les résonateurs et les techniques de couplage inter-résonateurs.

On peut alors représenter le schéma électrique équivalent d'un filtre deux pôles quelconque (figure II.22).

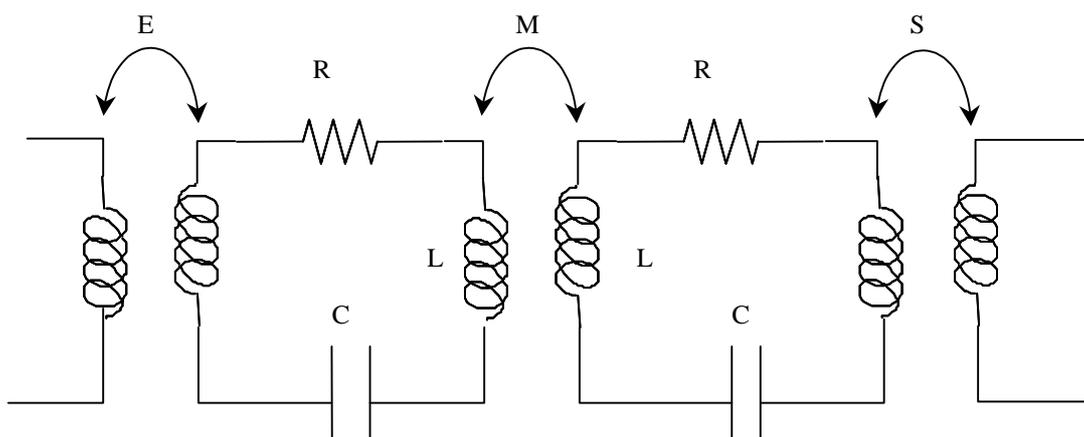


Figure II.22 : Modélisation d'un filtre Tchebychev 2 pôles

Avec M représentant le couplage inter-résonateur et E et S les couplages d'Entrée et de Sortie, respectivement.

IV.2 SIMULATION DU COEFFICIENT DE COUPLAGE INTER-RÉSONATEUR, k_{ij}

D'un point de vue électrique, le coefficient de couplage inter-résonateur est représenté par le couplage mutuel entre deux inductances ou capacités. La figure II.23 présente le couplage entre deux résonateurs par mutuelles inductances (les résonateurs sont supposés sans pertes).

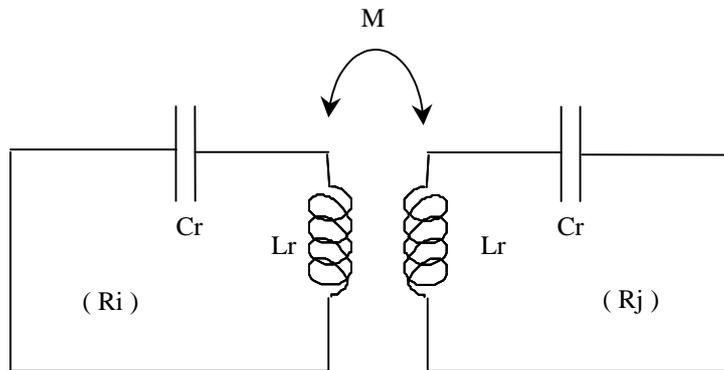


Figure II.23 : Représentation électrique d'un couplage inter-résonateur

Les résonateurs sont en oscillations libres, nous n'avons donc pas représenté d'excitations extérieures.

Le coefficient de couplage d'une telle structure est alors donné par :

$$k_{ij} = \frac{M}{\sqrt{L_r \cdot L_r}} = \frac{M}{L_r} \quad (10)$$

En remplaçant le transformateur (M) par son schéma équivalent en T, la figure II.24 est obtenue.

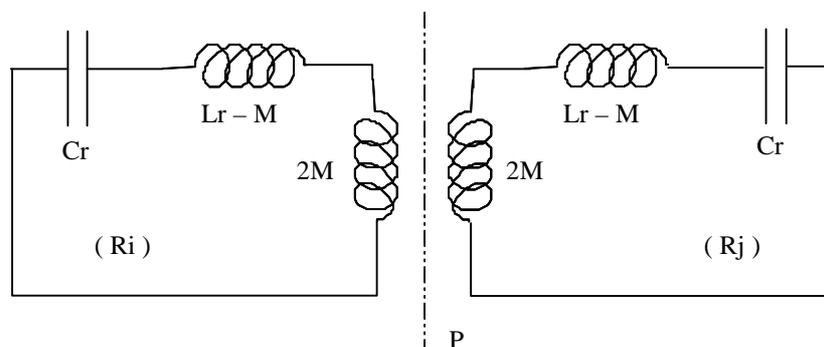


Figure II.24 : Schéma équivalent en T du transformateur

En considérant le plan de symétrie, nous pouvons alors définir à partir de la figure II.24 :

* Un Court-Circuit Electrique (CCE), le schéma équivalent est alors représenté sur la figure II.25 :

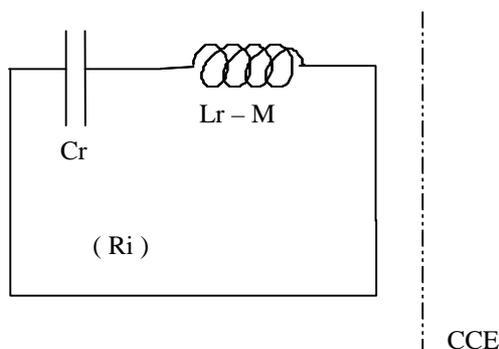


Figure II.25 : Influence du CCE dans le plan de symétrie

En notant F_{oe} , la fréquence de résonance de ce système, nous pouvons alors écrire :

$$f_{oe} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r(L_r - M)}} \quad (11)$$

Cette fréquence est dite fréquence du mode pair des résonateurs couplés.

* Un Court-Circuit Magnétique (CCM), le schéma équivalent est alors représenté sur la figure II.26 :

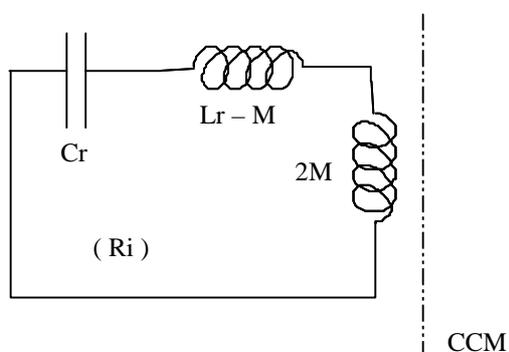


Figure II.26 : Influence du CCM dans le plan de symétrie

En notant f_{om} , la fréquence de résonance du système, il vient :

$$f_{om} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r(L_r + M)}} \quad (12)$$

Cette fréquence est dite fréquence du mode impair des résonateurs couplés.

En reportant (11) et (12) dans (10), il vient :

$$k_{ij} = \frac{M}{L_r} = \frac{|f_{oe}^2 - f_{om}^2|}{f_{oe}^2 + f_{om}^2} \quad (13)$$

Par simulation, nous avons facilement accès à f_{oe} et f_{om} , le couplage inter-résonateur k_{ij} sera alors aisément obtenu.

En ce qui concerne la simulation, pour respecter les conditions amenant à l'équation (13), nous devons nous placer en oscillations libres, c'est à dire avec les accès suffisamment découplés des résonateurs pour éviter qu'ils les perturbent, modifiant ainsi leur fréquence propre de résonance. Une géométrie quelconque pour simuler et trouver le coefficient de couplage inter-résonateur (k_{ij}) est présentée figure II.27.

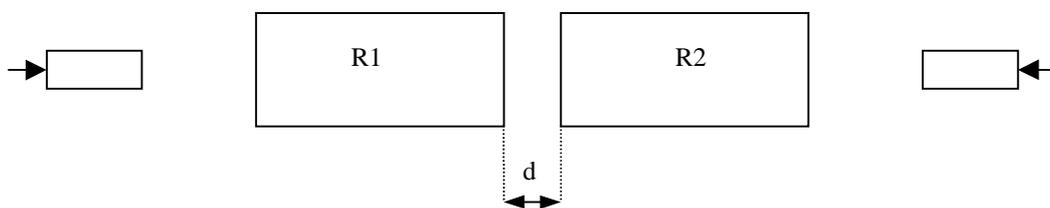


Figure II.27 : Simulation du couplage inter-résonateur

Les accès d'excitation sont choisis suffisamment écartés des résonateurs pour respecter l'oscillation libre. Les couplages inter-résonateurs sont alors obtenus en jouant sur la distance d entre ces deux résonateurs. La figure II.28 représente un résultat de simulation pour une géométrie quelconque.

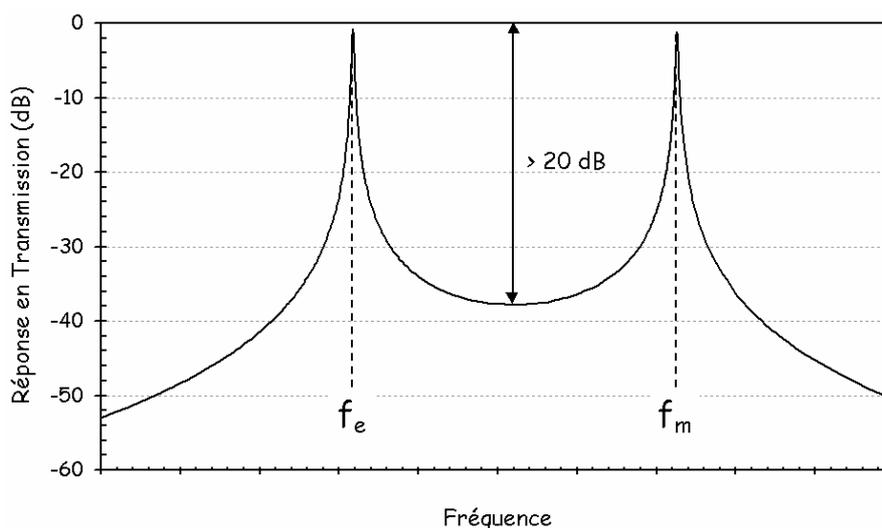


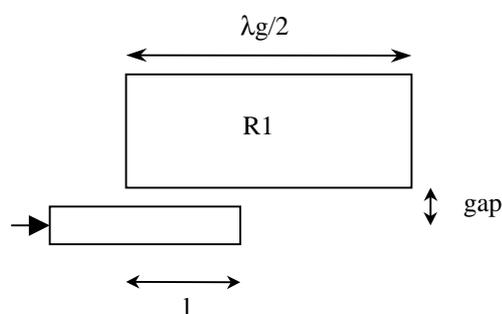
Figure II.28 : Simulation du couplage inter-résonateur

Nous avons alors accès aux deux fréquences paires et impaires du système. L'équation (13) permettra alors de retrouver la valeur de k_{ij} correspondant.

En faisant varier d , on obtiendra deux nouvelles fréquences f_{oe} et f_{om} et une autre valeur de k_{ij} . d sera donc modifié jusqu'à l'obtention du k_{ij} correspondant à notre gabarit de filtrage. A partir de quelques simulations, on est donc capable de réaliser des abaques représentant l'évolution du couplage en fonction de d .

IV.3 COEFFICIENT DE COUPLAGE EXTERNE – Q_{EXT}

Le Q_{ext} traduit le coefficient de couplage Entrée/Sortie entre les lignes d'excitation et les premiers et derniers résonateurs des filtres. L'obtention du Q_{ext} est décrite d'un point de vue théorique dans [67], nous rappelons ici simplement le principe. Le Q_{ext} peut être obtenu par le coefficient de réflexion en entrée d'un seul résonateur en circuit ouvert, comme présenté sur la figure II.29.



Principe de simulation pour obtenir le Q_{ext}

Figure II.29 : Méthode de simulation pour obtenir le Q_{ext} entre une ligne d'excitation et un résonateur

La valeur de ce coefficient de couplage dépend fortement de la valeur du gap séparant la ligne d'excitation du premier résonateur et de la longueur en regard 1. C'est donc principalement ces dimensions qui ont été optimisées grâce au logiciel Momentum (ADS Agilent). Le principe d'extraction du Q_{ext} est décrit sur la figure II.30.

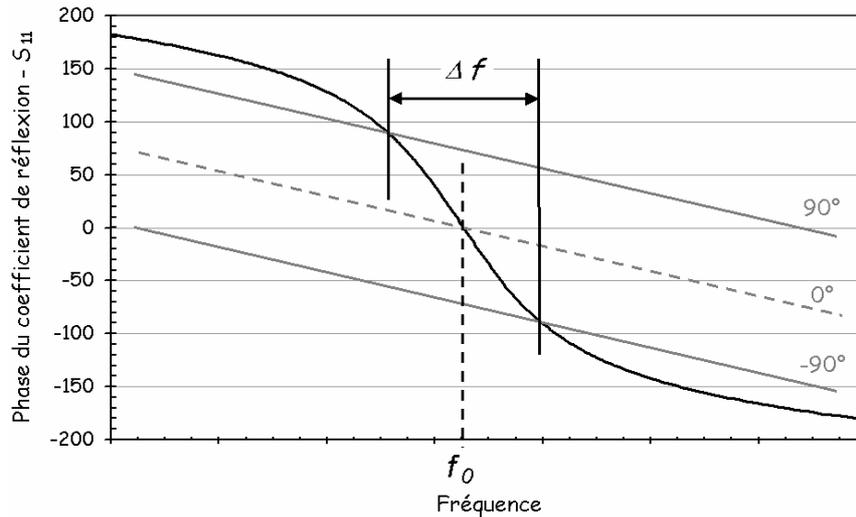


Figure II.30

Ce calcul s'effectue à partir de la phase du coefficient de réflexion S_{11} sur le système d'excitation.

Le facteur de qualité extérieur, traduisant le couplage Entrée / Sortie entre le système d'excitation et le premier résonateur est alors donné par :

$$Q_{\text{ext}} = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (14)$$

Pour la simulation de filtres, en fonction du gabarit que l'on se fixe, on pourra connaître les valeurs des coefficients de couplage externe et inter-résonateurs. La synthèse rigoureuse présentée précédemment, sera alors utilisée. Pour un gabarit donné une synthèse présentée dans [65] ou [66] permet d'établir :

$$Q_{\text{ext}} = \frac{f_0}{\Delta f} g_1 \cdot g_0$$

$$k_{ij} = \frac{\Delta f}{f_0} \frac{1}{\sqrt{g_i g_j}}$$

avec f_0 : fréquence centrale du filtre

Δf : bande passante du filtre

g_i : coefficient dépendant du gabarit (nombre pôles, ripple)

V. RÉALISATION DE FILTRES PLANAIRES MICRO-USINÉS

Après avoir établi les éléments de base pour la synthèse de filtres, nous allons nous intéresser à l'étude et à la réalisation de filtres planaires micro-usinés. Dans un premier temps, nous présentons des améliorations technologiques permettant d'accroître les performances des filtres. Nous les validerons ensuite par la fabrication et la mesure.

V.1 AMÉLIORATIONS TECHNOLOGIQUES

V.1.1. ETUDE DU GUIDE D'ONDES EN SILICIUM SOUS LES ACCÈS

Les premiers résultats de mesure obtenus laissent apparaître d'importantes pertes d'insertion. Hors bande, le coefficient de transmission (S_{21}) tend vers une limite autour de -35 dB, limitant ainsi la réjection du filtre.

Pour diminuer ces pertes d'insertion, nous avons dû améliorer notre technologie. On s'aperçoit également qu'hors bande, le coefficient de réflexion (S_{11}) ne remonte jamais à 0 dB mettant en évidence une perte d'énergie.

Nous nous sommes alors penchés vers une étude du système d'accès servant à exciter notre filtre. Le but était de mettre en évidence et de comprendre le comportement du guide d'onde formé par les vias métallisés et le plan de masse inférieur qui se trouve sous la ligne coplanaire excitant le filtre présenté sur la figure II.31.

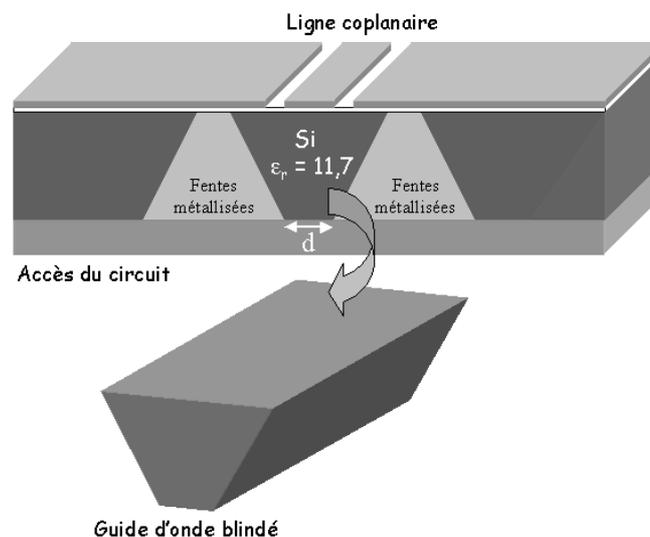


Figure II.31 : Vue en coupe de la ligne d'accès

Le guide d'onde entièrement blindé ainsi réalisé peut alors être excité par la discontinuité coplanaire / microstrip au moment où le filtre devient suspendu. Dans ce cas, une grande partie de l'énergie fuit dans le guide et se traduit par d'importantes pertes au niveau du filtre.

Afin de quantifier cette perte d'énergie et de mieux la mettre en évidence, nous avons utilisé un calcul électromagnétique en 3D avec les éléments finis pour simuler un résonateur excité par le même type de ligne coplanaire, avec un guide blindé dessous celle-ci.

Nous avons alors fait varier les dimensions transverses du guide (simulant la variation d'écart entre les vias) pour regarder l'évolution du coefficient de qualité d'un résonateur ainsi excité.

La structure utilisée pour mettre en évidence ce phénomène est présentée sur la figure II.32.

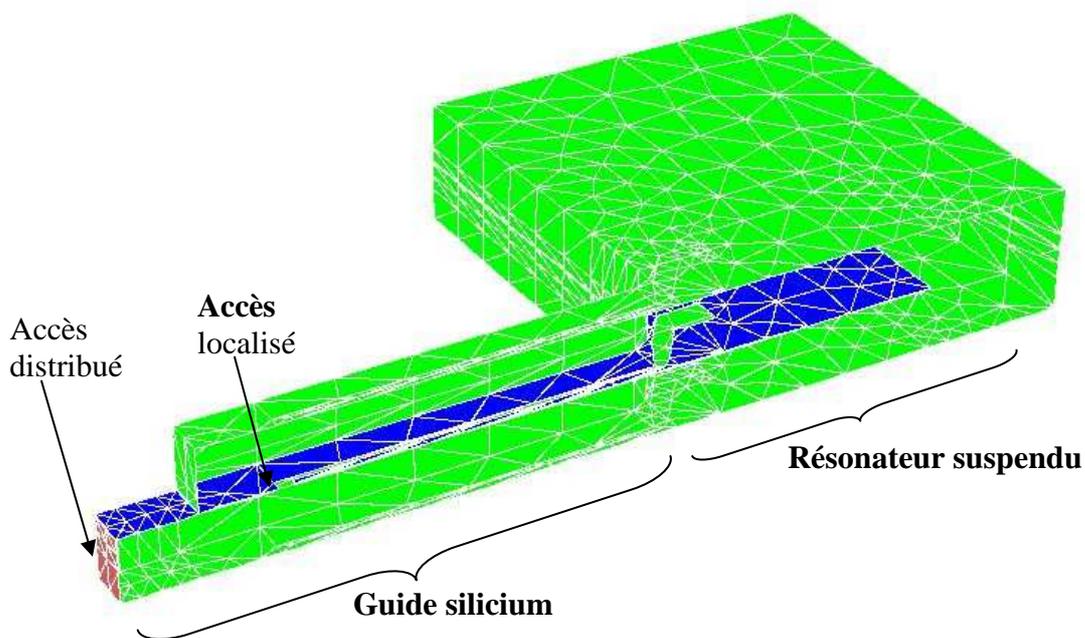


Figure II.32 : Demi structure utilisée

Pour avoir la plus grande dépendance du guide silicium, nous avons utilisé un résonateur $\frac{1}{4}$ d'onde directement relié au guide.

Nous avons utilisé un accès localisé pour exciter le filtre et un accès distribué pour récupérer l'énergie fuyant par le guide.

Avec ce fichier de points, nous pouvons alors remonter à la valeur de Q_0 du résonateur ainsi excité grâce à un calcul électrique présenté figure II.33.

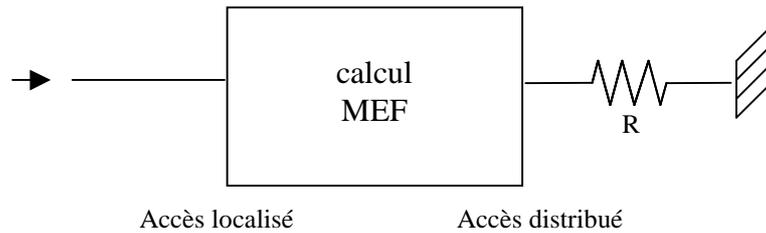


Figure II.33 : Simulation électrique pour retrouver Q_0

Nous utilisons alors la relation :

$$Q_L^{-1} = Q_0^{-1} + Q_{\text{ext}}^{-1} \quad (15)$$

Lorsque $R = 50 \Omega$, nous avons alors accès à Q_L

$R \rightarrow \infty$, nous avons accès à Q_{ext}

Q_0 est ainsi aisément déterminé.

La courbe II.34 présente les résultats obtenus lorsque l'on fait varier la largeur du guide. Les dimensions sont en micro-mètres.

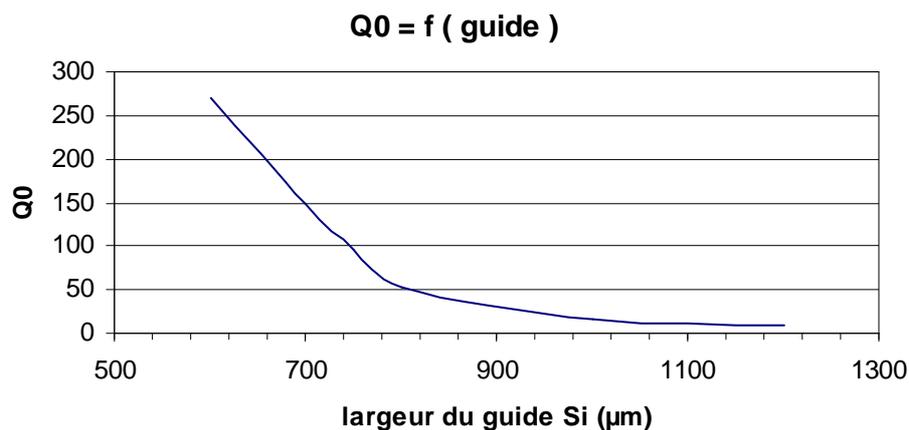


Figure II.34 : Evolution du Q_0 en fonction des dimensions du guide

Ce résultat met clairement en évidence la nécessité de ne pas avoir de guide de dimensions trop importantes si l'on ne veut pas que le coefficient de qualité s'écroule complètement.

La figure II.35 représente une vue en coupe de l'énergie qui fuit dans le guide de silicium pour un guide de 1,5 mm de large.

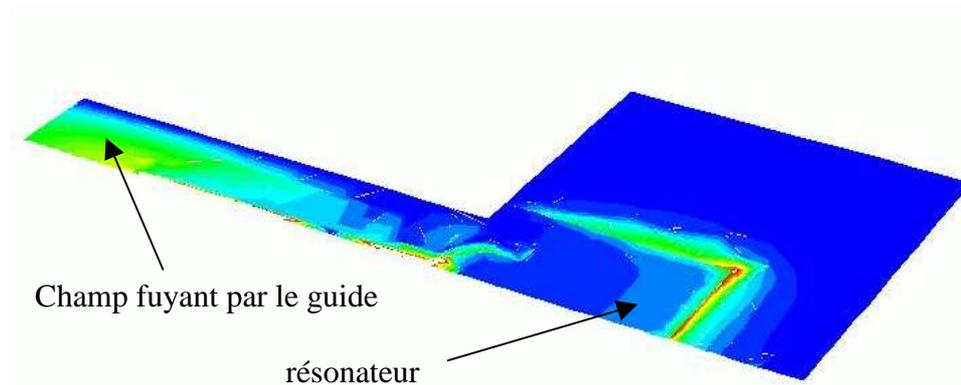


Figure II.35 : Champ électromagnétique dans le guide

Nous avons donc utilisé par la suite, des guides dont les largeurs étaient de 500 à 600 μm pour réduire cet effet parasite.

Une étude parallèle portant sur la fréquence de coupure du guide en fonction de sa largeur, pour une épaisseur de 425 μm , a aussi été menée. Le résultat de cette étude est présenté figure II.36.

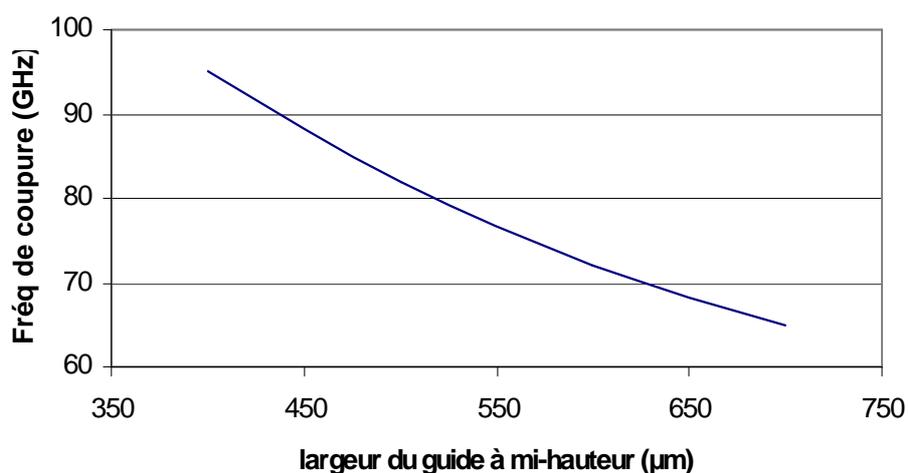


Figure II.36 : Evolution de la fréquence de coupure du guide en fonction des dimensions du guide

En diminuant la taille du guide, on pourra obtenir une fréquence de coupure supérieure à celle du filtre, et ainsi minimiser les effets du guide.

Ces deux études ont permis de mettre clairement en évidence le rôle du guide et l'intérêt de minimiser ses dimensions. Cependant, elles ne peuvent pas être indéfiniment réduites, car un mauvais alignement de la face arrière dans laquelle les vias sont dessinés provoquerait un court-circuit de ligne dont le motif est dessiné sur la face avant.

V.1.2. AMÉLIORATION DE LA RÉJECTION

Hors bande, le coefficient de transmission a tendance à stagner autour de -35 dB, rendant impossible l'obtention d'un gabarit avec une forte réjection (≥ 50 dB) comme ceux couramment demandés pour des applications spatiales.

Un cas similaire avait été rencontré dans [67] où une réjection insuffisante empêchait une isolation adéquate entre les deux chaînes d'un diplexeur. La réjection était alors dépendante de perturbations provoquées par des modes parasites dans la structure micro-usinée. Il y avait alors une augmentation du couplage Entrée / Sortie à cause de modes évanescents se propageant dans le substrat de silicium, autour de la cavité, dans les grandes zones rectilignes (figure II.37).

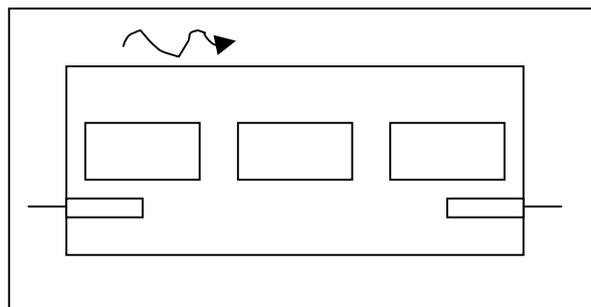


Figure II.37 : Propagation d'un mode évanescent

La structure proposée alors était une géométrie en "L" qui en modifiant l'arrangement des vias perturbait le plus possible l'apparition de ces modes (figure II.38).

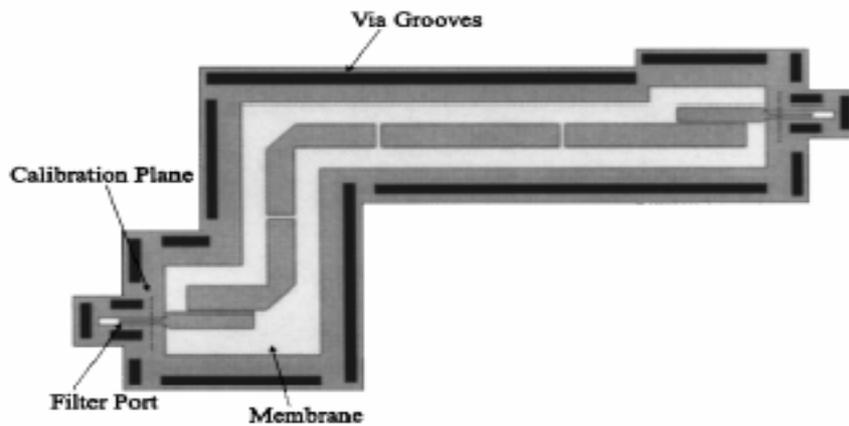


Figure II.38 : Nouvelle configuration du diplexeur

Ces modes évanescents n'ont pas d'influence dans la bande passante, à cause de leur très faible valeur, mais jouent un rôle non négligeable hors bande pour les très faibles valeurs du coefficient de transmission.

Pour la simulation de nos filtres, nous avons utilisé Momentum qui n'autorise, pour blinder les structures, que des boîtes rectangulaires. Afin de casser ces modes parasites, nous avons utilisé des encoches rectangulaires pour rompre l'alignement des vias, comme présenté sur la figure II.39, qui présente le masque d'une cavité inférieure.

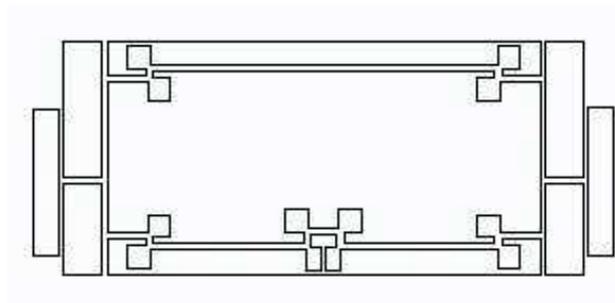


Figure II.39 : Utilisation d'encoche dans les vias

Les mesures de filtres, présentées un peu plus loin, ont permis de valider cette technique pour casser ces modes parasites. Il n'y a alors pas de limitation pour atteindre de très bonnes réjection.

V.2 FILTRE LNA

V.2.1. PRÉSENTATION GÉNÉRALE

La figure II.40 présente le synoptique d'un récepteur dans lequel le filtre LNA sera incorporé.

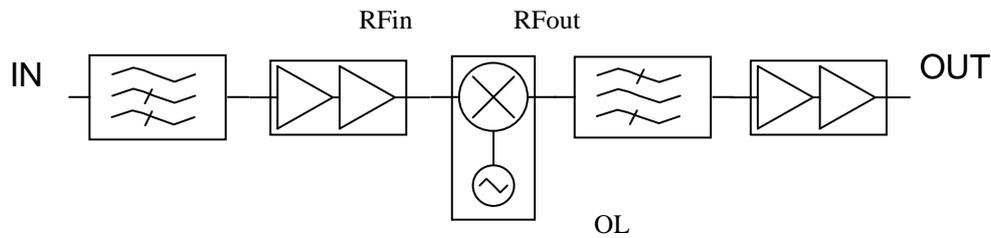


Figure II.40 : Synoptique du récepteur

Le rôle de ce filtre est de casser le gain de la voie montante. Les fréquences de réception étant supérieures aux fréquences de transmission, la fonction première de ce filtre est d'être un filtre passe-haut.

Le gabarit général du filtre est présenté sur la figure II.41.

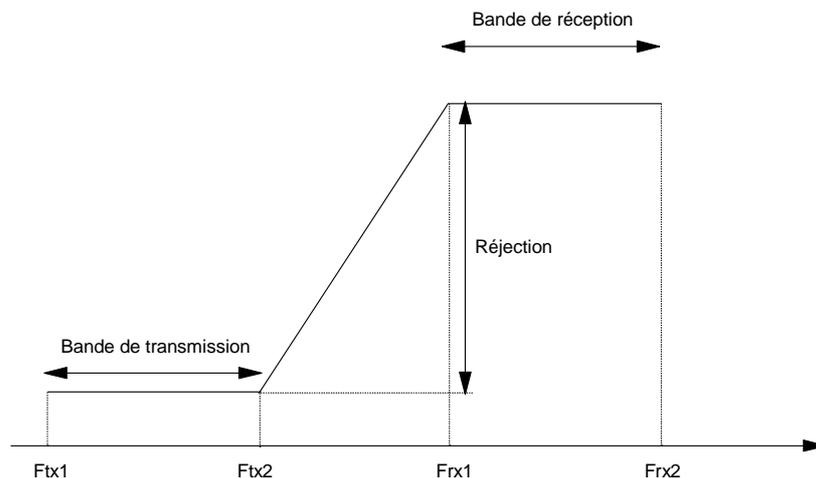


Figure II.41 : Gabarit général du filtre LNA

Nous avons alors comme valeurs à respecter :

- ↪ Fin de la bande de transmission : 21,2 GHz
- ↪ Début de la bande de réception : 27,5 GHz
- ↪ Réjection entre les deux bandes : ≥ 50 dB

Les seules contraintes que nous avons sur la bande de réception sont donc une fréquence minimale ainsi qu'une bande passante minimale à respecter : 500 MHz.

Afin de connaître le nombre de pôles nécessaires à l'obtention de ce gabarit, nous avons utilisé la bibliothèque de filtres idéaux du logiciel ADS. Pour un filtre Tchebychev, nous donnons $Q_0 = 600$.

$$f_{\min} = 27,5 \text{ GHz}$$

$$500 \text{ MHz} \leq \Delta f \leq 1 \text{ GHz}$$

$$\text{Réjection} \geq 50 \text{ dB @ } 21,2 \text{ GHz}$$

Le résultat idéal obtenu est alors présenté figure II.42.

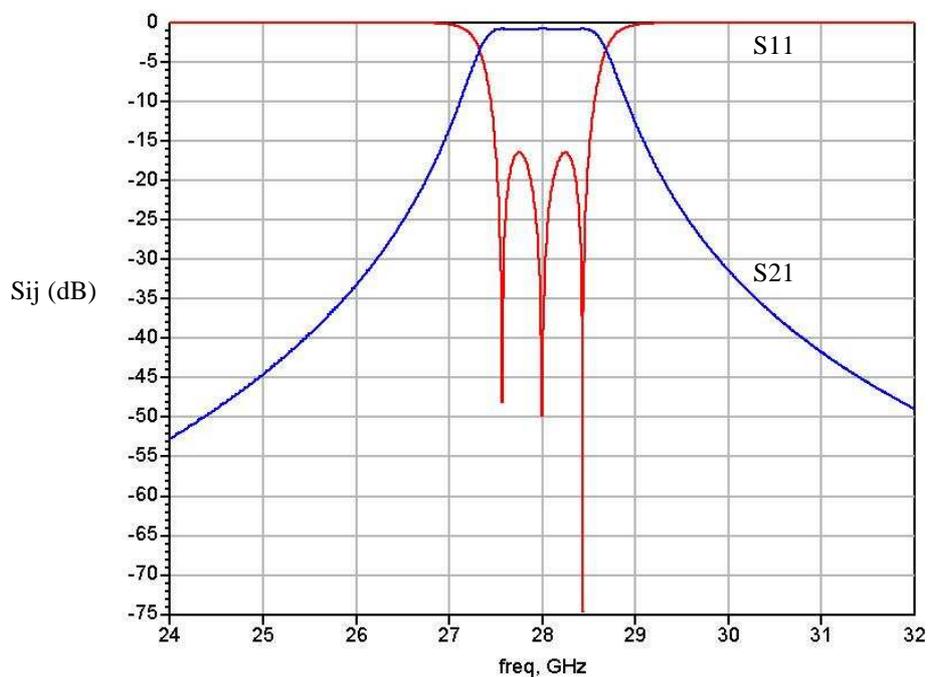


Figure II.42 : Réponse idéale du filtre LNA

Nous nous sommes alors orientés vers un filtre passe-bande de type Tchebychev avec trois pôles.

V.2.2. SYNTHÈSE DU FILTRE

La synthèse électromagnétique de ce filtre a été réalisée en s'appuyant sur [37].

Pour notre filtre 3 pôles, de type Tchebychev, avec 0,1 dB de ripple, nous avons :

$$g_0 = 1$$

$$g_1 = 1,0315$$

$$g_2 = 1,1474$$

$$g_3 = 1,0315$$

$$g_4 = 1$$

Ce qui permet d'obtenir :

$$Q_{\text{ext}} = 57$$

$$k_{12} = k_{23} = 0,0166$$

V.2.3. RÉGLAGE DU Q_{ext}

La structure utilisée pour simuler le coefficient de qualité extérieur est présentée sur la figure II.43.

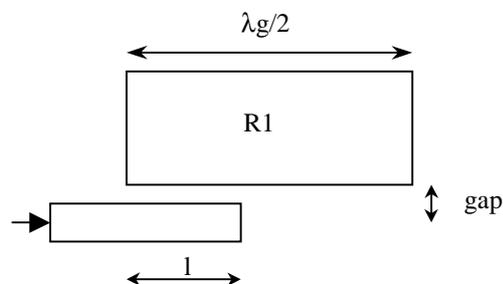


Figure II.43 : Géométrie pour la simulation du Q_{ext}

Nous utilisons une ligne d'excitation et un seul résonateur dont nous allons simuler le coefficient de réflexion S_{11} . Comme expliqué au paragraphe III.3, nous avons alors :

$$Q_{\text{ext}} = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (16)$$

Afin de ne pas avoir de contraintes géométriques trop sévères, au moment de la réalisation, nous avons fixé le $\text{gap} = 150 \mu\text{m}$ et fait varier la longueur l en vis à vis entre le résonateur et la ligne d'accès. Les simulations effectuées sont alors présentées dans le tableau II-5.

$L (\mu\text{m})$	2 350	2 400	2 425	2 450	2 500
Q_{ext}	69,3	61,7	57,8	54,4	47,9

Tableau II-5 : Evolution du Q_{ext} en fonction de l

En augmentant l , on augmente le couplage E/S, on diminue donc Q_{ext} , comme le confirme le tableau II-5.

Pour retrouver la bonne valeur de Q_{ext} , nous avons donc choisi :

$$\text{Gap} = 150 \mu\text{m}$$

$$l = 2\,420 \mu\text{m}$$

V.2.4. RÉGLAGE DES COEFFICIENTS DE COUPLAGE INTER-RÉSONATEURS

Pour l'obtention des bons coefficients de couplage inter-résonateurs, nous utilisons le logiciel Momentum avec lequel nous allons faire varier la distance inter-résonateur d , jusqu'à l'obtention du couplage désiré. Cette simulation est effectuée en découplant fortement les résonateurs des systèmes d'excitation pour que ceux-ci ne perturbent pas les fréquences de résonance, comme le montre la figure II.44.

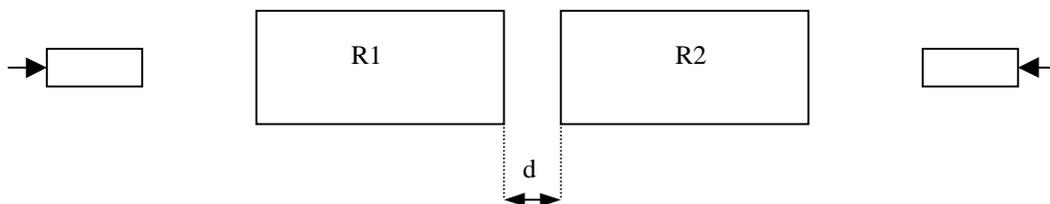


Figure II.44 : Topologie pour l'obtention du coefficient de couplage inter-résonateur

Nous présentons sur la figure II.45, l'évolution du coefficient de couplage inter-résonateur en fonction de la distance d .

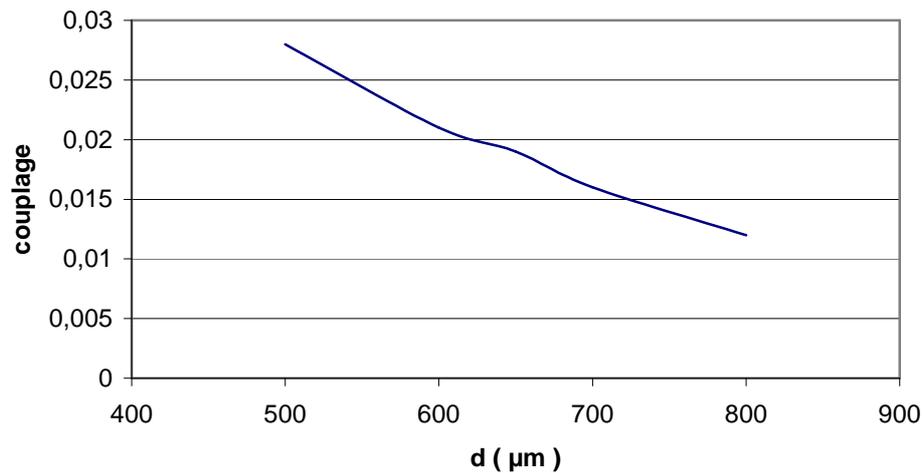


Figure II.45 : Evolution du couplage en fonction du gap inter-résonateur

L'étude théorique de ce filtre ayant montré un coefficient de couplage théorique égal à 0,016, nous avons alors choisi :

$$d = 690 \mu\text{m}$$

Ce filtre 3 pôles étant symétrique, il n'est pas nécessaire d'effectuer une deuxième étude du coefficient de couplage entre les résonateurs 2 et 3 car $k_{12} = k_{23}$.

V.2.5. SIMULATIONS DU FILTRE LNA

Les études préliminaires sur le Q_{ext} , ainsi que sur les couplages inter-résonateurs, ayant été menées, nous pouvons les associer pour simuler le filtre complet.

Pour cette simulation, nous avons utilisé :

- ↗ Une hauteur de cavité supérieure : 425 μm.
- ↗ Une hauteur de cavité inférieure : 760 μm.
- ↗ Une membrane de 8 μm avec $\epsilon_r = 2,31$; $\text{tg}\delta = 10^{-3}$.
- ↗ Une conductivité métallique = $4,09 \cdot 10^7 \text{ S.m}^{-1}$; épaisseur = 3 μm.

Une optimisation des dimensions de couplage et des longueurs des résonateurs a permis de retrouver un filtre répondant au gabarit souhaité. Ce filtre est présenté figure II.46. Une méthode d'optimisation électromagnétique pour converger rapidement vers la réponse souhaitée est présentée dans l'annexe 2.

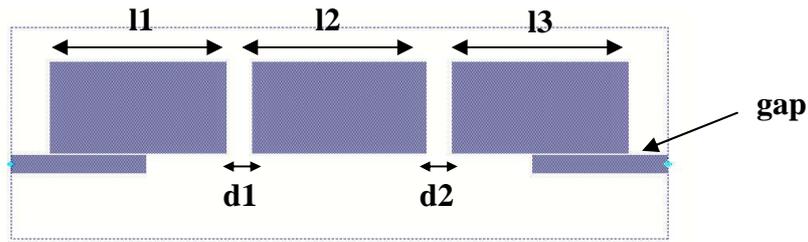


Figure II.46 : Géométrie du filtre simulé

Les dimensions du filtre sont données dans le tableau II-6.

<i>Gap E/S</i>	l_1	d_1	l_2	d_2	l_3
30	4 942	700	4 877	700	4 942

Tableau II-6 : Dimensions du filtre en μm

La réponse électromagnétique du filtre simulé est alors présentée figure II.47.

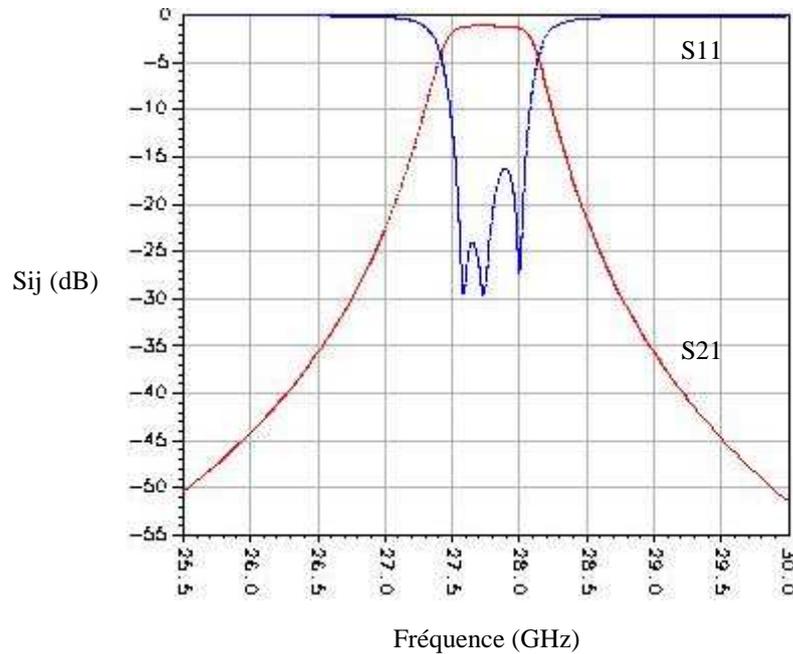


Figure II.47 : Simulation électromagnétique du filtre

La simulation permet de vérifier le cahier des charges fixé, nous allons donc passer à la réalisation pour valider les résultats obtenus pour ce filtre.

V.2.6. MESURE DU FILTRE LNA

Le procédé de fabrication est donné en annexe 1. Les mesures de ce filtre ont été réalisées à l'IRCOM avec une station sous pointe et un analyseur de réseaux vectoriel HP 8510C. Une calibration SOLT (Short-Open-Load-Thru) a été effectuée dans le plan des pointes. Les pointes sont posées directement sur le bout de l'accès coplanaire dépassant du capot supérieur, comme le montre la figure II.48.

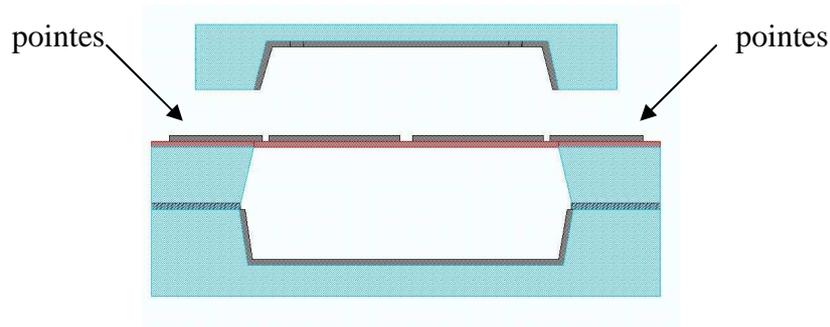


Figure II.48 : Présentation de la mesure

La figure II.49 présente une comparaison entre les réponses mesurées et simulées par le filtre LNA.

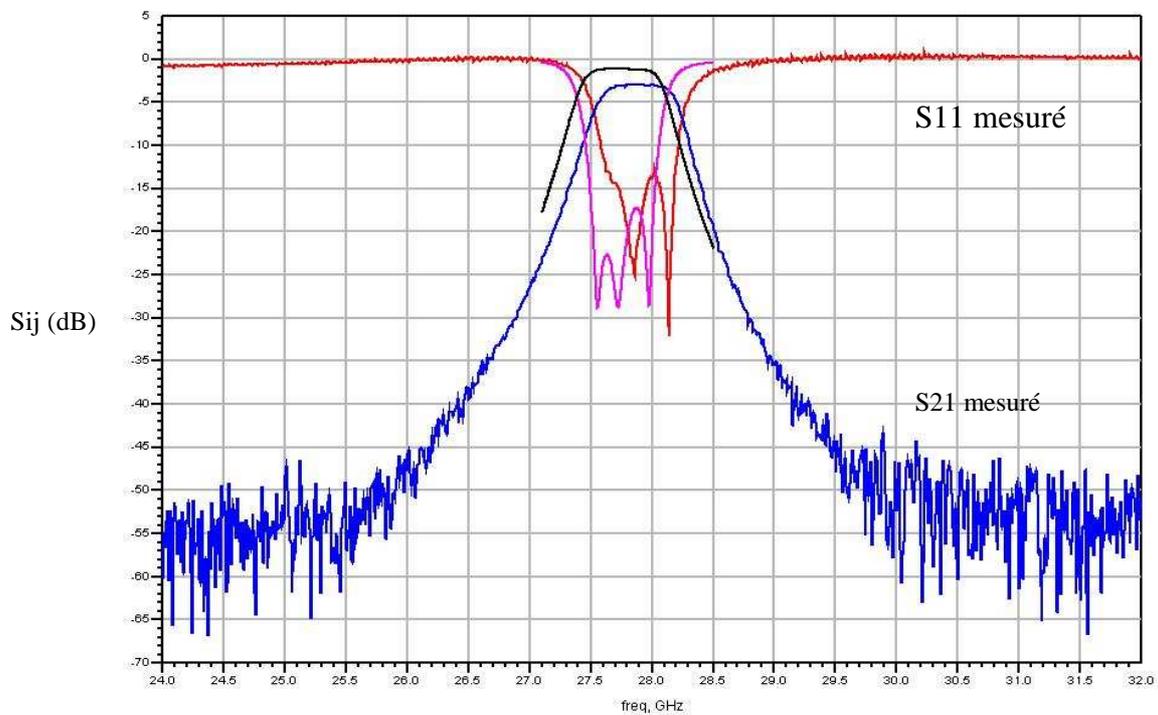


Figure II.49 : Comparaison meures / simulations du filtre LNA

Un bon accord est obtenu entre les deux réponses. En reprenant un peu plus en détail le cahier des charges qui nous était fixé pour ce filtre, nous pouvons établir les comparaisons suivantes :

- ↪ Pour ce filtre à vocation passe haut, la fréquence minimum de transmission souhaitée était de 27,5 GHz, la mesure de cette fréquence donne 27,62 GHz, ce qui autour de la fréquence du filtre représente une variation fréquentielle de 0,4 %.
- ↪ Nous vérifions une très bonne adaptation puisque dans la bande passante, la plus mauvaise valeur de S_{11} est $-13,2$ dB.
- ↪ Une très bonne réjection est également atteinte, car nous obtenons le niveau -50 dB vers 26 GHz (21 GHz nous étant imposé).
- ↪ La bande passante du filtre est aussi vérifiée, nous devons tenir au moins 500 MHz et la mesure en indique 530 MHz.
- ↪ Enfin, les pertes d'insertion sont acceptables (2,9 dB mesurés), comparées aux pertes théoriques (1,2 dB, annoncé par le simulateur). La valeur des pertes mesurées comprend les pertes dues au filtre plus les pertes dues aux lignes d'accès qui sont sur silicium massif qui elles, ne sont pas prises en compte lors de la simulation. Une mesure des pertes dues à ces lignes est présentée figure II.50.

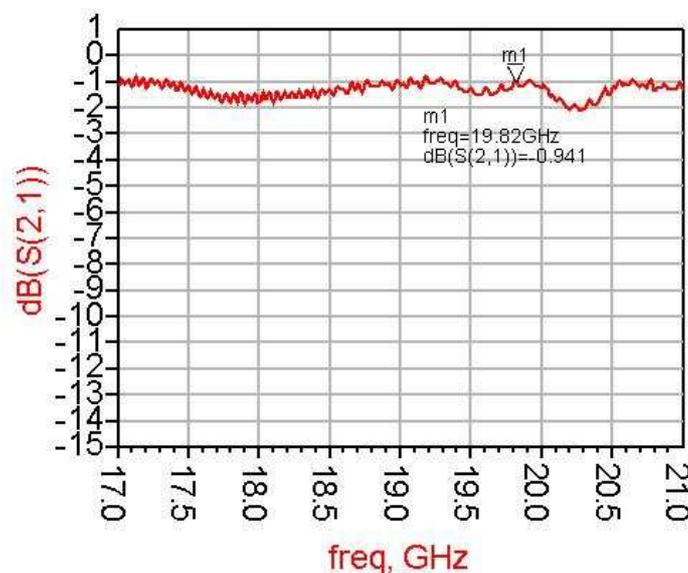
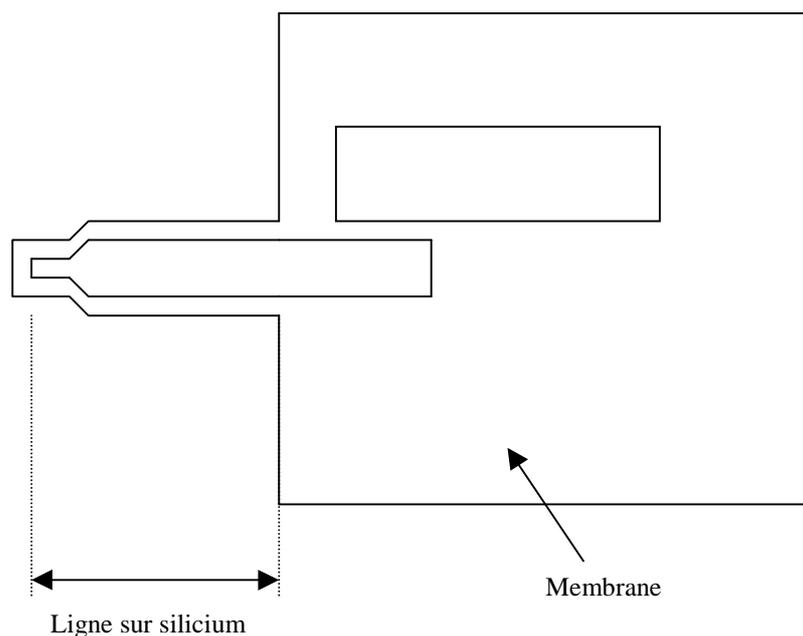
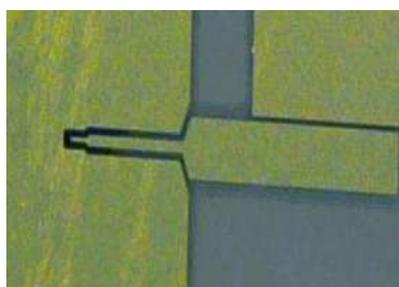


Figure II.50 : Mesure des pertes dans les lignes d'accès

Pour évaluer ces pertes, nous avons utilisé une ligne sur Si dont la longueur est deux fois la distance entre les pointes et la partie suspendue (figure II.51).



(a)



(b)

Figure II.51 : Présentation de la ligne sur Si massif

(a) visualisation de la ligne sur silicium – (b) photographie de l'accès

Environ 1 dB peut être attribué aux lignes d'accès. En l'ajoutant aux pertes théoriques du filtre (1,2 dB), les pertes mesurées se retrouvent donc très proches de ce que l'on pouvait attendre.

Une mesure sans calibration, sur une très large bande de fréquence [1–50 GHz] a également été effectuée pour vérifier l'isolation du filtre. Cette mesure est présentée figure II.52.

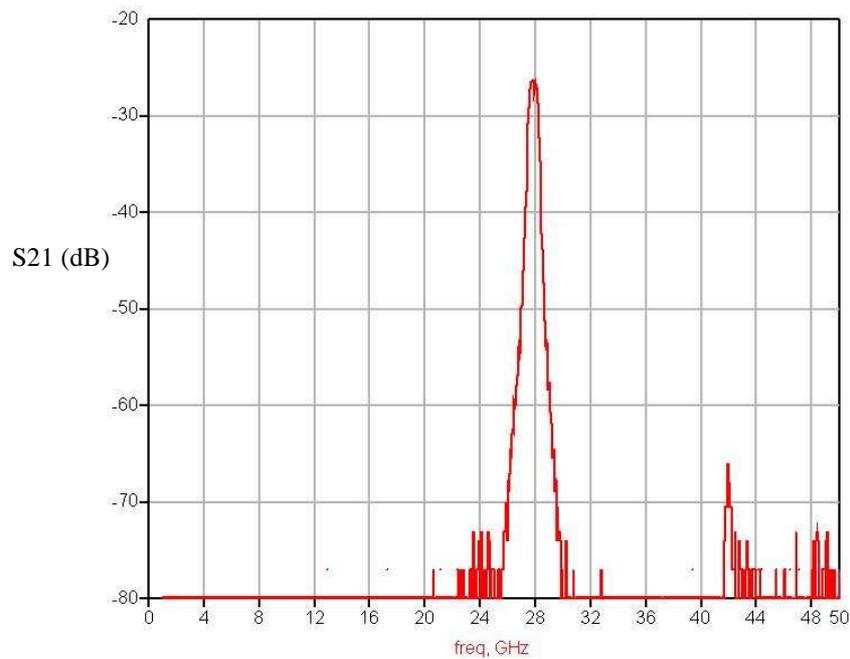


Figure II.52 : Mesure du filtre LNA sans calibration

Une bonne isolation du filtre est ainsi obtenue sur une très large bande fréquentielle.

Entièrement packagé les dimensions totales de ce filtre sont alors :

- ↗ largeur : 13 mm
- ↗ longueur : 27 mm
- ↗ épaisseur : 1,5 mm

De bons résultats ont donc été obtenus sur ce filtre, il est à noter qu'il n'a pas été utilisé de dispositifs de réglage (vis) post-fabrication. Les résultats obtenus sont donc parfaitement reproductibles.

Une photographie du filtre réalisé est présentée sur la figure II.53.

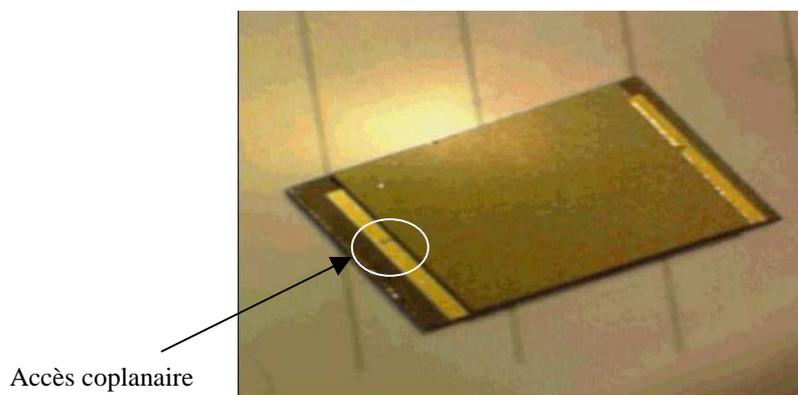


Figure II.53 : Photo du filtre LNA

V.3 FILTRE DOCON

V.3.1. PRÉSENTATION GÉNÉRALE

La mission de ce filtre est de limiter les produits d'intermodulation $mOL + nRF$ en sortie. Le pire cas est la raie $2OL$ qui se trouve à 600 MHz de RF_{out} . Le gabarit de filtrage est présenté figure II.54.

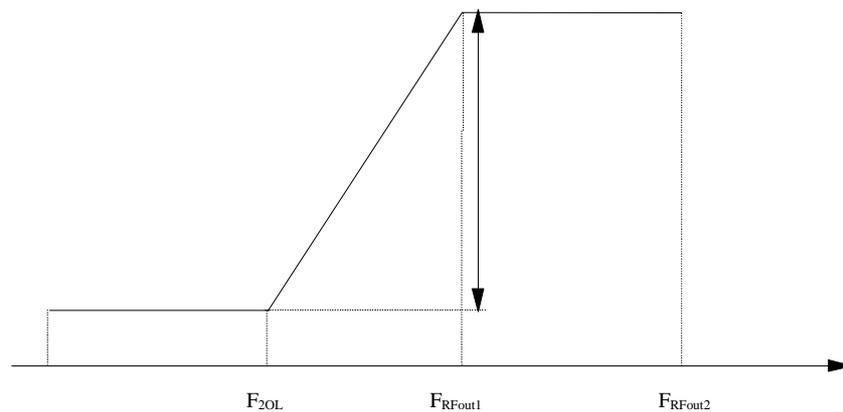


Figure II.54

avec $f_{2OL} = 19,1\text{GHz}$
 $f_{RF_{out1}} = 19,705\text{ GHz}$
 $f_{RF_{out2}} = 19,945\text{ GHz}$
 et réjection $\geq 50\text{ dB}$

On devra donc réaliser un filtre à 19,825 GHz avec 240 MHz de bande passante, ce qui correspond à une bande relative de 1,2 %. Cette bande, très faible pour du filtrage planaire, requiert donc des résonateurs avec de bons coefficients de qualité. C'est pour cela que la valeur de $Q_0 = 600$ obtenue en début de chapitre est très importante, si l'on veut limiter les pertes d'insertion.

En utilisant une simulation idéale, pour un filtre Tchebychev, compte tenu de notre gabarit, nous obtenons la figure II.55.

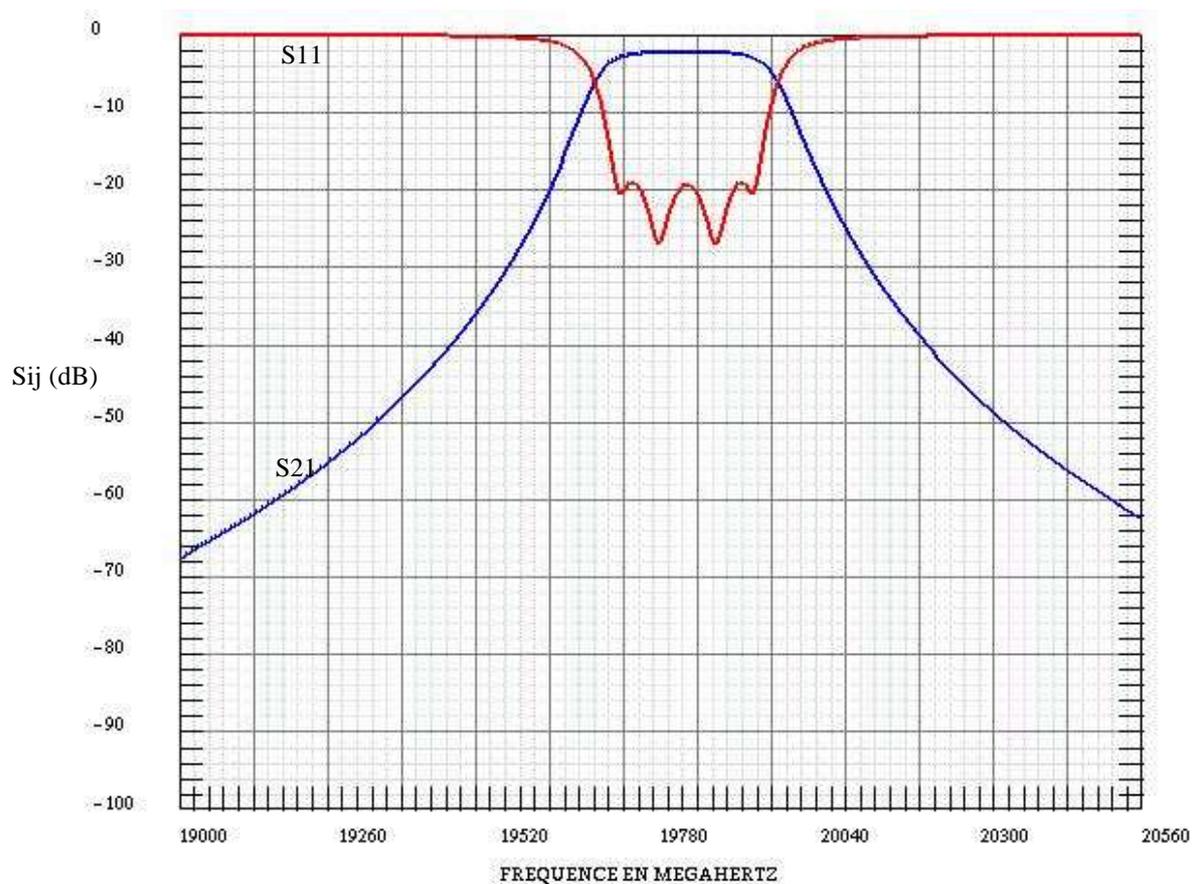


Figure II.55 : Réponse idéale du filtre DOCON

Nous nous sommes alors orientés vers un filtre passe-bande de type Tchebychev, avec 4 pôles.

V.3.2. SYNTHÈSE ÉLECTROMAGNÉTIQUE DU FILTRE

De la même manière que pour le filtre LNA, nous obtenons maintenant :

$$Q_{\text{ext th}} = 91,6$$

$$k_{12} = k_{34} = 0,0175$$

$$k_{23} = 0,03$$

V.3.3. COEFFICIENT DE QUALITÉ EXTÉRIEUR

Avec un seul résonateur, nous pouvons simuler le Q_{ext} (figure II.56).

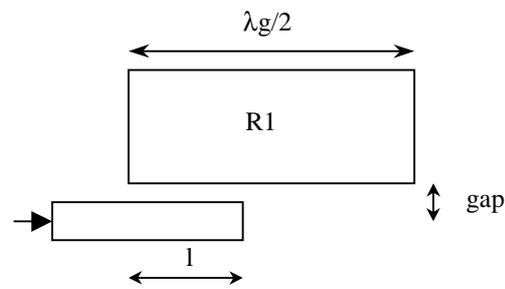


Figure II.56 : Géométrie pour la simulation du Q_{ext}

En faisant varier la longueur l , nous modifions la capacité qui couple la ligne au résonateur et donc le couplage entrée – sortie. La figure II.57 représente l'évolution de Q_{ext} en fonction de la longueur en regard 1.

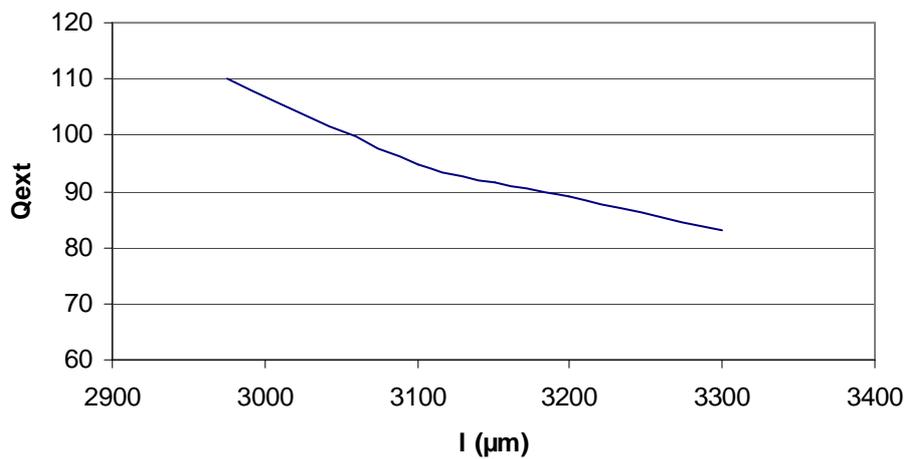


Figure II.57 : Variation du Q_{ext} avec l

Pour retrouver la valeur désirée de Q_{ext} nous choisissons donc :

$$l = 3\,180 \mu\text{m}$$

$$\text{gap} = 100 \mu\text{m}$$

V.3.4. RÉGLAGE DU COUPLAGE INTER-RÉSONATEUR

Nous utilisons deux résonateurs fortement découplés des systèmes d'excitation, comme le montre la figure II.58.

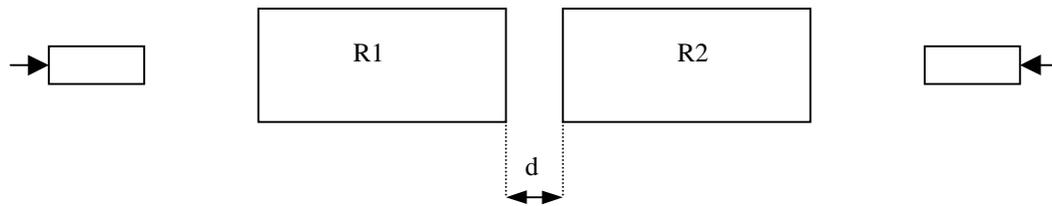


Figure II.58 : Simulation du coefficient de couplage inter-résonateur

Nous allons faire varier l'écart d entre les deux résonateurs pour retrouver les valeurs désirées du coefficient de couplage. La figure II.59 établit la variation du coefficient de couplage en fonction de d .

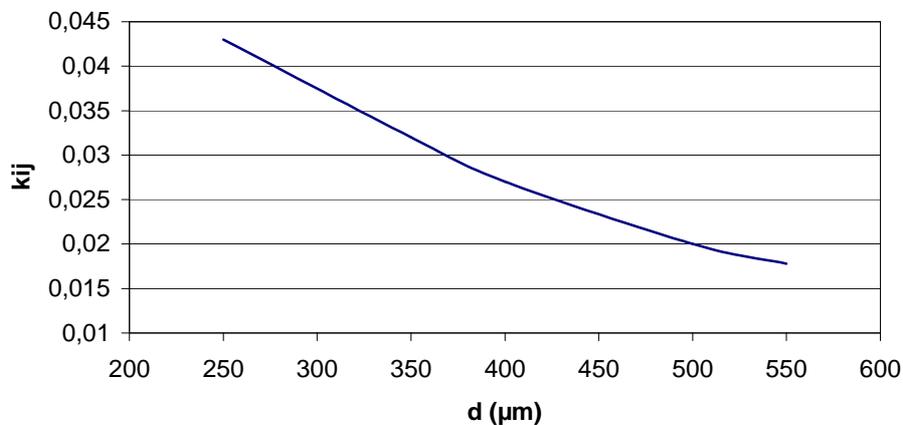


Figure II.59 : Evolution du coefficient de couplage inter-résonateur

Compte tenu du cahier des charges à respecter pour le gabarit du filtre, nous choisissons :

$$k_{12} = k_{34} = 0,0175 \Rightarrow d = 560 \mu\text{m}$$

$$k_{23} = 0,03 \Rightarrow d = 370 \mu\text{m}$$

V.3.5. SIMULATION DU FILTRE DOCON

Les études sur les différents coefficients de couplage inter-résonateur ou entrée / sortie ayant été menées, nous pouvons les associer pour la simulation du filtre. Nous avons utilisé les mêmes géométries et technologies que pour le filtre LNA pour pouvoir utiliser les mêmes masques et mener en même temps la réalisation. Nous rappelons ici les éléments choisis :

- ↗ hauteur de cavité supérieure = 425 μm ,
- ↗ hauteur de cavité inférieure = 760 μm ,
- ↗ membrane de BCB : 8 μm ; $\epsilon_r = 2,31$ et $\text{tg}\delta = 10^{-3}$,
- ↗ métallisation : Au $e_p = 3 \mu\text{m}$; $\sigma = 4,09 \cdot 10^7 \text{ S.m}^{-1}$.

En réajustant les différents couplages, nous obtenons par simulation la réponse du filtre présentée figure II.60 (méthode d'optimisation en annexe II).

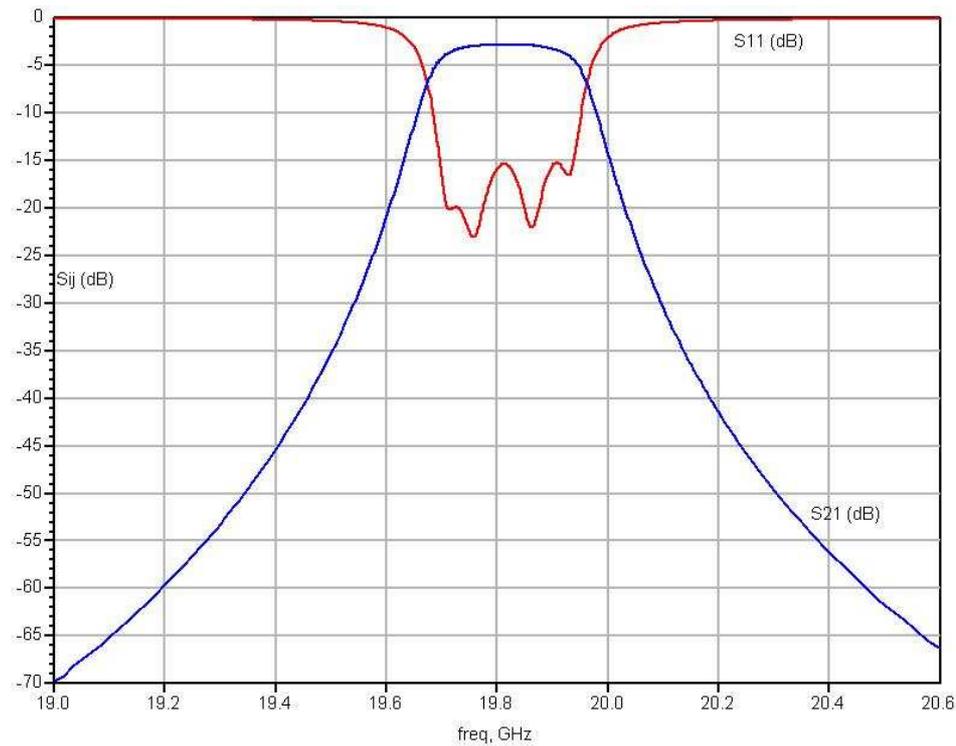


Figure II.60 : Réponse simulée du filtre

Nous avons utilisé des résonateurs demi-ondes, couplés entre eux par le bord, de manière capacitive. La figure II.61 montre la géométrie du filtre simulé.

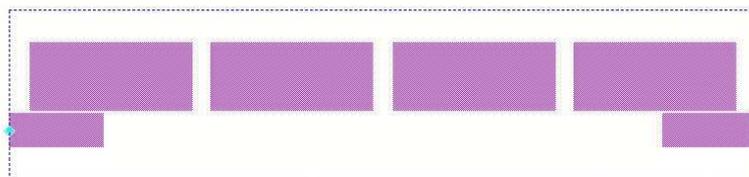


Figure II.61 : Géométrie du filtre DOCON

V.3.6. MESURES DU DOCON

Une calibration et une mesure identique à celle présentée dans le cas du filtre LNA a été utilisée. La figure II.62 établit une comparaison entre les réponses mesurées et les réponses simulées du filtre.

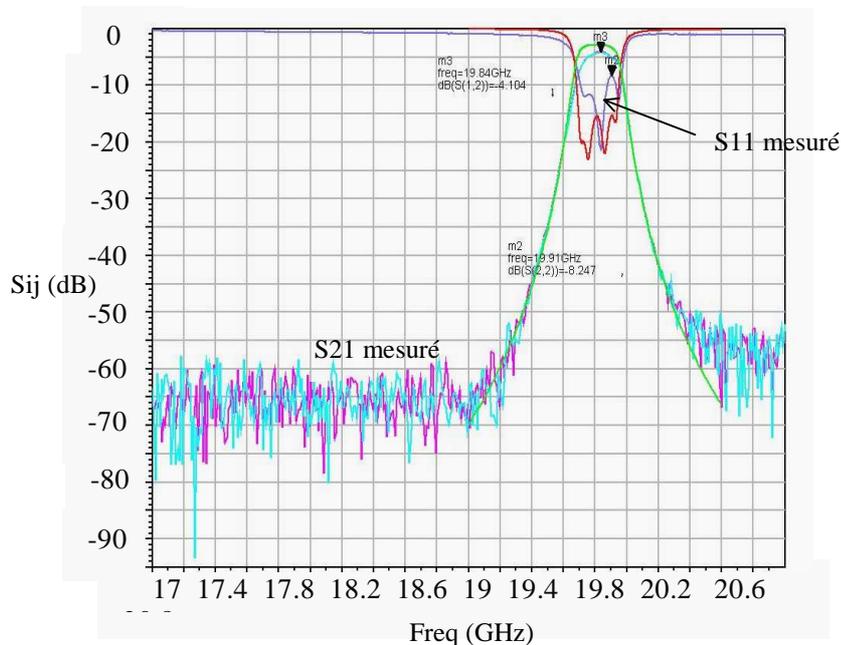


Figure II.62 : Comparaison mesures / simulations pour le filtre DOCON

- ↪ La principale contrainte de ce filtre est respectée grâce à la très bonne réjection obtenue. Le coefficient de transmission est bien en dessous des -50 dB à 19,1 GHz.
- ↪ Les pertes d'insertion mesurées sont égales à 4,1 dB (elles étaient de 2,8 dB en théorie), auxquelles il faut rajouter les pertes dues aux lignes d'accès 1 dB. Le niveau de pertes attendu est donc vérifié.
- ↪ Un accord quasi parfait est obtenu que ce soit en fréquence centrale ou en bande passante.
- ↪ Seule subsiste une mauvaise adaptation car le coefficient de réflexion, dans la bande passante, remonte à $-8,2$ dB, probablement due à un mauvais coefficient de couplage inter-résonateur.

Comme pour le filtre LNA, les résultats de mesure sont donc très proches des simulations.

V.3.7. TESTS EN TEMPÉRATURE

Le filtre DOCON a ensuite fait l'objet de caractérisation sous pointes, en température (ambiante ; +60°C ; +90°C), grâce à un dispositif de chauffage par chuck thermique (équivalent à une plaque chauffante). Le circuit était chauffé par le dessous pendant un temps suffisant pour considérer que la température a eu le temps de se diffuser à l'intérieur de toute la structure. La figure II.63 représente l'évolution fréquentielle du coefficient de transmission du filtre aux trois températures données.

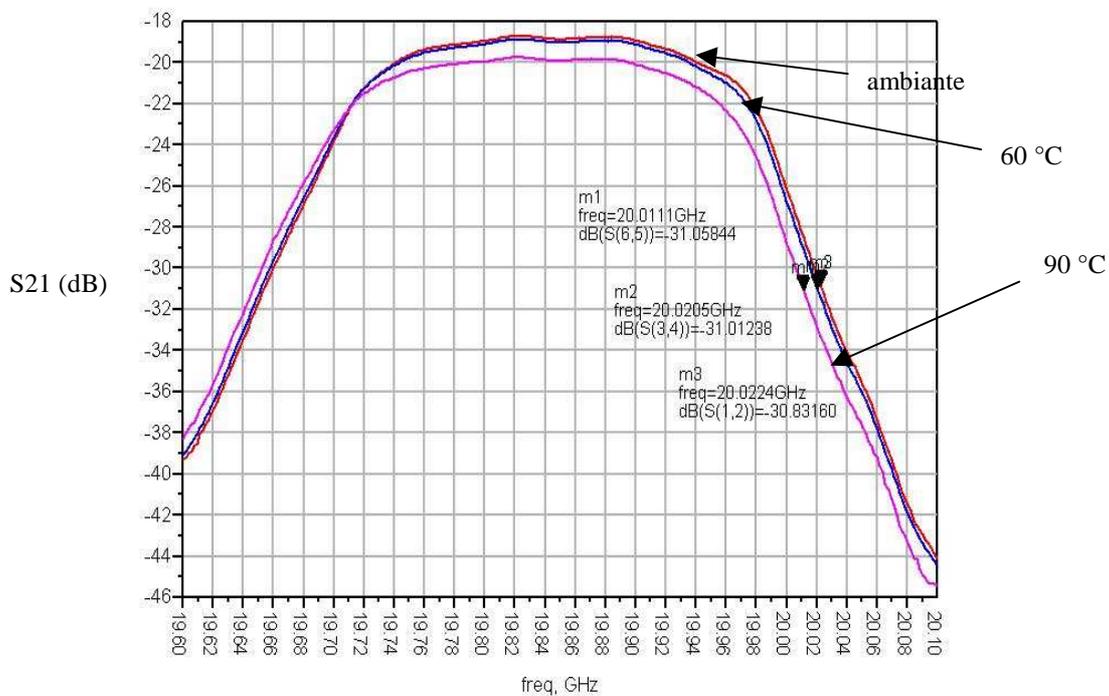


Figure II.63 : Variation de S_{21} pour différentes températures

Cette mesure a été effectuée sans calibration, ce qui n'a pas d'influence sur la fréquence centrale du filtre.

Si l'on considère la température ambiante comme référence, les variations fréquentielles obtenues sont présentées dans le tableau II-7.

<i>Température</i>	<i>Δf (MHz)</i>
60	-7
90	-14

Tableau II-7 Variation de la fréquence en fonction de la température

Cette diminution fréquentielle s'explique par une augmentation de la permittivité du BCB avec la température. Dans tous les cas, les variations fréquentielles restent modestes puisqu'un changement de fréquence centrale de 14 MHz représente à 20 GHz, une variation de 0,07 % pour une augmentation de 70°C.

On peut également remarquer que les pertes augmentent lorsque la température augmente. En supposant que les pertes proviennent pour une grande partie des lignes d'accès sur Silicium massif, l'augmentation de la température conduit à une augmentation de ϵ'' . Or, les pertes diélectriques dans un matériau peuvent se transcrire sous la forme :

$$P_d = \frac{1}{2} \omega \epsilon'' \iiint |\vec{E}|^2 dV$$

Ces pertes vont donc augmenter avec la température, augmentant ainsi la tangente de perte ($\tan \delta$) du matériau. Ce qui conduit inévitablement à une diminution du coefficient de qualité et donc à une augmentation des pertes d'insertion du filtre.

VI. CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à la présentation de filtres microondes micro-usinés. Afin de comprendre la démarche et les méthodes de réalisation, nous avons dans un premier temps, présenté les différentes étapes technologiques conduisant à la réalisation de structures suspendues. Le procédé technologique que nous avons utilisé est décrit dans l'annexe 1. Il ne nécessite pas de lourds moyens de mise en œuvre et est donc particulièrement intéressant pour des applications à bas coût.

Ensuite, le résonateur élémentaire d'un filtre a été étudié pour maximiser son coefficient de qualité à vide. En technologie planaire, nous avons réussi à fabriquer et à mesurer des Q_0 supérieurs à 600.

Nous avons alors pu nous servir des résultats obtenus avec les résonateurs et des améliorations technologiques pour concevoir et réaliser des filtres planaires à faible bande relative pour des applications spatiales. Les mesures effectuées sur les deux filtres permettent de valider notre technologie et d'entrevoir de nouvelles possibilités pour les filtres planaires.

CHAPITRE III

Intégration de circuits
micro-usinés

I. INTRODUCTION

La facilité d'intégration des circuits passifs hyperfréquences est une donnée très importante si l'on veut hisser les réalisations des laboratoires universitaires vers l'industrie. Si le composant n'est pas directement intégrable, il faut réaliser une transition entre le circuit en question et le substrat de report. Cette étude peut être longue et onéreuse, c'est pourquoi des dispositifs hyperfréquences directement intégrables ou reportables présentent un grand intérêt.

Dans ce chapitre, nous proposons un tour d'horizon des différentes méthodes et technologies de report ou d'intégration de filtres. Nous présentons également différentes topologies permettant une intégration en surface des filtres sur membranes.

Enfin, un filtre 2 pôles micro-usiné et intégrable en surface sera réalisé et mesuré pour valider une solution de report simple à la mise en œuvre des filtres micro-usinés présentés dans le chapitre II. La géométrie du filtre a été modifiée et l'étude de la transition fait partie intégrante de la simulation du filtre.

II. DIFFÉRENTES MÉTHODES DE REPORT

II.1 WIRE BONDING (CÂBLAGE PAR FILS)

C'est la méthode la plus ancienne. Utilisée pour le câblage de puces semi-conductrices, elle est encore très fréquemment utilisée pour les circuits hyperfréquences hybrides [68], [69].

Le wire bonding est basé sur l'utilisation d'un fil conducteur entre deux plots, l'un sur la puce à connecter et l'autre sur le substrat de report, comme le montre la figure III.1 :

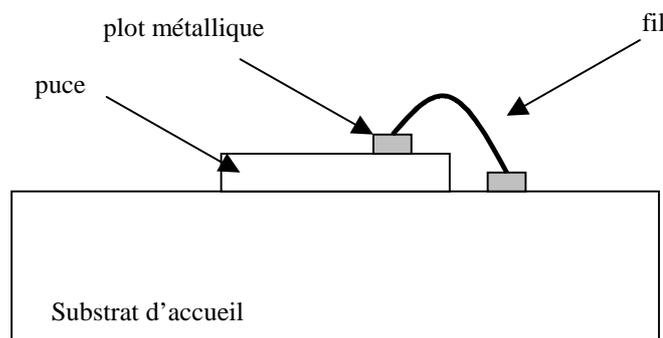


Figure III.1 : Report par wire bonding

La même technique peut également être utilisée pour connecter deux puces entre elles. Généralement, les matériaux utilisés pour réaliser les fils sont l'or, l'aluminium ou le cuivre qui n'engendrent que de faibles pertes ohmiques.

Le principal avantage de cette technologie est son faible coût de revient. En outre, elle est relativement souple d'utilisation car on a généralement une grande liberté de choix pour positionner le fil.

En revanche, elle souffre de quelques inconvénients :

- ↪ les plots doivent être relativement larges (au moins $100\ \mu\text{m} \times 100\ \mu\text{m}$),
- ↪ faible performance électrique, surtout lorsque l'on monte en fréquence, à cause de l'inductance linéique des selfs inductances parasites engendrées par les fils,
- ↪ moindre résistance et durée de vie si la structure n'est pas encapsulée, car le fil étant très fin, il est très fragile.

C'est pourquoi, de nouvelles technologies ont été développées pour résoudre ces problèmes.

II.2 FLIP-CHIP

L'assemblage micro-électronique par flip-chip est une connexion électrique directe de composants électroniques en les retournant sur des substrats ou des circuits par l'intermédiaire de plots conducteurs. Une structure reportée en flip-chip est présentée figure III.2 [70], [71], [72].

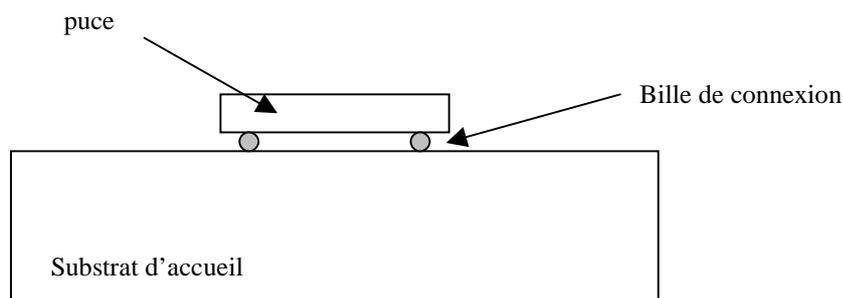


Figure III.2 : Report flip-chip

La principale application de cette technologie concerne le report de puces semi-conductrices, cependant des filtres passifs ou des MEMS commencent également à utiliser cette technologie.

Son utilisation croissante est liée aux nombreux avantages qu'elle offre : faible dimension, très bonnes performances, faible coût, solidité,...

L'un de ses gros avantages par rapport au wire bonding est que l'interconnexion est beaucoup plus courte (bille de 100 μm contre 1 fil de quelques mm). La self inductance parasite ramenée par cette connexion est donc bien plus faible, engendrant moins de pertes. De plus, elle peut permettre de réaliser des zones de drain thermique qui peuvent être très utiles lors de l'intégration de composants de puissance.

II.3 TAB (TAPE AUTOMATED BONDING)

Cette technologie se rapproche de la méthode flip-chip, mais avec un nombre bien plus grand de connexions [73]. Un film souple, généralement de Kapton métallisé, est utilisé pour

relier la puce (ou le circuit) qui est sur le substrat. L'écart entre les différents accès à la puce peut être ainsi considérablement réduit (figure III.3).

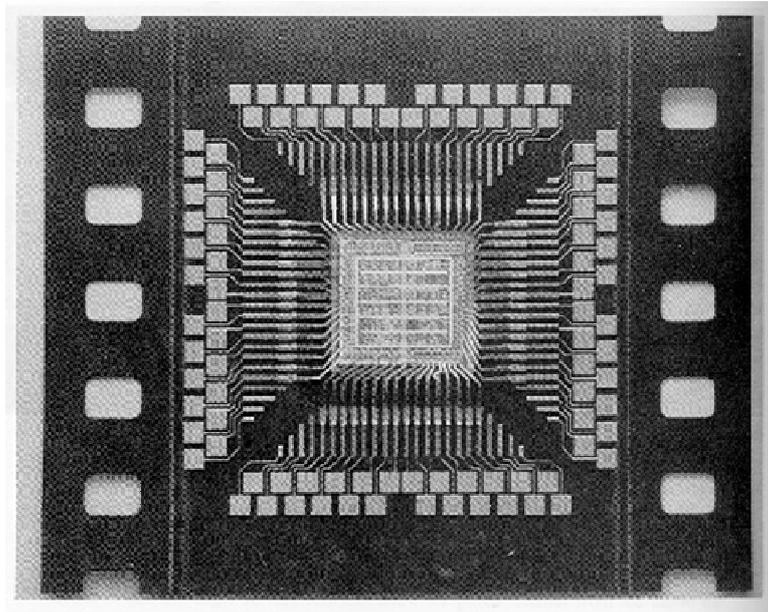


Figure III.3 : Photographie d'un report par TAB

Le film est positionné au-dessus de la puce nue de manière à ce que ses accès métalliques correspondent avec les plots de connexion de la puce (figure III.4).

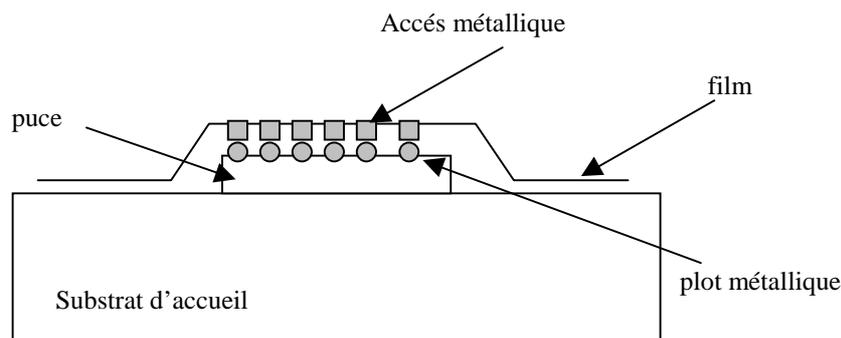


Figure III.4 : Report par TAB

On voit clairement l'intérêt de cette structure, par rapport au wire bonding, lorsqu'il y a un grand nombre de connexions à réaliser. Un report collectif peut ainsi être effectué. De plus, les plots de connexion peuvent être bien plus petits et plus proches les uns des autres.

Cependant, cette technologie est plus lourde à mettre en œuvre et plus onéreuse car chaque puce connectée devra avoir sa propre géométrie de film associée. C'est pourquoi, la technologie TAB est limitée aux applications à fort volume de production.

II.4 MULTI CHIP MODULE – LE MCM

Cette technologie de packaging multicouches permet de réaliser différentes fonctions à l'intérieur d'un substrat. L'utilisation de vias verticaux réalisés au moment de l'assemblage multi-couches permet une connexion aisée entre les différentes couches, et avec le dessus ou le dessous du substrat, en vue d'un report en surface.

De nos jours, ce type de technologie tient un rôle important, notamment grâce à des structures 3D réalisées en technologie LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic). Une telle structure est présentée figure III.5 [74], [75]. Des modifications peuvent être créés lors de chaque couche, permettant grâce à l'intégration en trois dimensions d'avoir une forte densité de circuits et donc de réduire les dimensions totales.

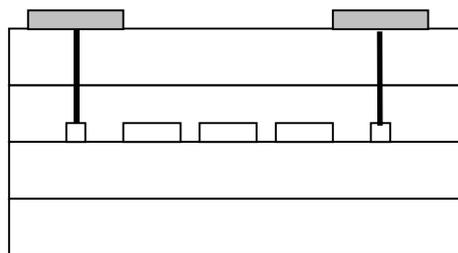


Figure III.5 : Filtre LTCC avec report possible en surface

Différents composants MMIC (LNA, VCO, diplexeur,...) peuvent être placés à la surface du module avec une connexion très facile. Quant au filtre, sa place au centre de l'empilement des couches, permet de le blinder et de l'isoler efficacement par des plans métalliques.

III. STRUCTURES MICROONDES REPORTABLES

Dans cette partie, nous allons d'abord nous intéresser au report de circuits micro-ondes en dressant un bilan de ce qui a été présenté dans la littérature concernant les technologies planaires ou micro-usinées, puis nous présenterons les structures réalisées pour prétendre à une intégration en surface.

III.1 INTÉRÊT DES ACCÈS SUR L'EXTÉRIEUR DE LA STRUCTURE

Lors de la conception d'un filtre ou de n'importe quel dispositif micro-ondes ou hyperfréquences, la première étape concerne l'optimisation électromagnétique. Dans le cas d'un filtre avec un gabarit souhaité, la réponse électrique est optimisée pour être la meilleure possible. Pour cela, on se tourne généralement vers la géométrie la plus simple à réaliser et à mesurer. Ainsi, pour connecter le filtre à l'analyseur, lors de la mesure, des connecteurs (par exemple SMA...) sont très souvent utilisés. C'est en effet un moyen fiable et efficace pour effectuer cette mesure.

Cependant, l'attrait de ces connecteurs est bien moindre lorsque l'on envisage de connecter le filtre à n'importe quelle chaîne de réception ou d'émission. Le concepteur doit donc étudier une transition entre les lignes d'accès du module de télécommunication et le filtre. C'est donc une étape supplémentaire qu'il faudra ensuite inclure.

L'étude d'une telle transition est obligatoire pour pouvoir intégrer un filtre volumique (guide d'ondes, cavités,...) [76], (figure III.6). Bon nombre de publications ont été étudiées et présentées pour réaliser cette transition entre les lignes planaires (microruban ou coplanaire) des substrats et les éléments volumiques que l'on souhaite intégrer.

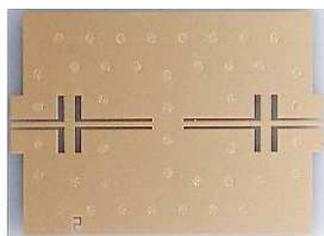


Figure III.6 : Transition ligne microruban – guide d'ondes

Il en est de même pour les circuits planaires, car même si les filtres sont facilement excités par des lignes coplanaires ou microruban, il est nécessaire de compenser la hauteur des capots généralement utilisés pour le blindage.

Dans les structures planaires micro-usinées présentées jusqu'à maintenant, un report simple reste délicat à réaliser car le capot supérieur empêche une connexion directe du filtre, comme le montre la figure III.7.

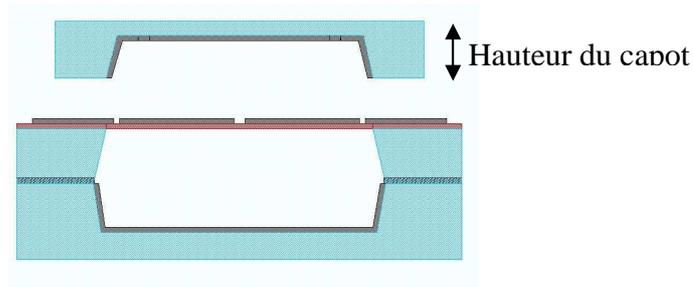


Figure III.7 : Hauteur à compenser

Une transition, compensant cette hauteur, doit alors être réalisée si l'on veut connecter le circuit. Avec cette géométrie, pour connecter le filtre, la seule possibilité est d'utiliser une transition par wire-bonding, avec tous les effets parasites que l'on a présenté précédemment. C'est pourquoi, être capable de fabriquer le même filtre mais permettant un report simple aux autres circuits sans l'utilisation de transition, présente un très grand intérêt.

Basée sur la technologie LTCC, de nombreuses études ont été menées pour réaliser une intégration en trois dimensions de filtres avec d'autres composants [77], [78]. Des transitions coplanaires microrubans ainsi que des transitions verticales ont été proposées.

Utilisant le micro-usinage volumique du silicium, des schémas d'intégration verticale ont également été proposés [79], [80]. Pour compenser la hauteur du substrat supérieur, présentée sur la figure III.8, des transitions à travers toute l'épaisseur du substrat ont été réalisées (figure III.8).

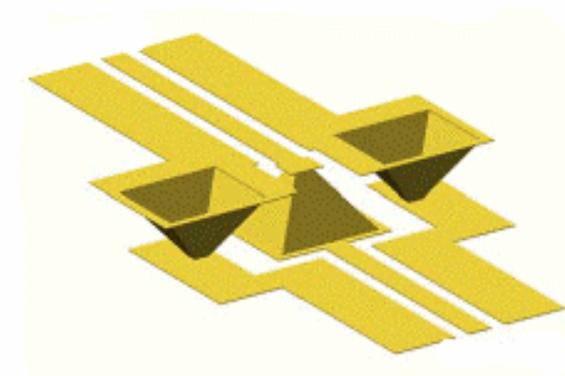


Figure III.8 : Transition par vias

Une transition était alors réalisée du dessus du substrat jusqu'au dessous en utilisant des vias métallisés. Le substrat de silicium était micro-usiné par voie humide (créant des pyramides) pour réaliser ces vias. Ce type de transition, très efficace peut alors être utilisé pour intégrer les filtres micro-usinés.

Des structures permettant un couplage électromagnétique vertical ont également été proposées [80], [81] pour exciter des cavités. L'accès du filtre était alors sur le dessus du substrat permettant un report aisé. La structure présentée dans [82] est montrée sur la figure III.9. Des fentes de couplage dans le substrat supérieur permettent à la ligne microstrip d'exciter la cavité.

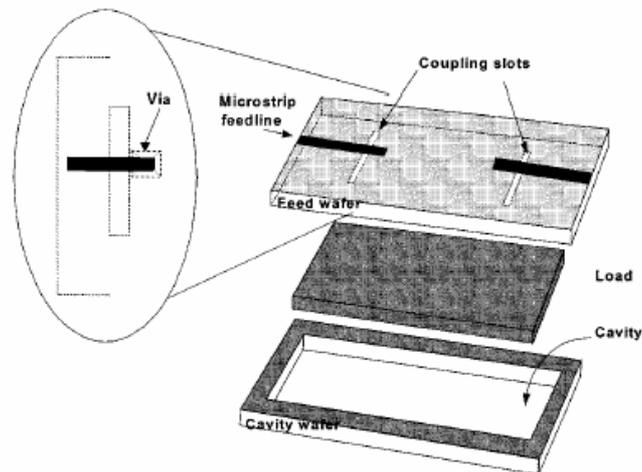


Figure III.9 : Excitation d'un résonateur volumique par des lignes sur le dessus de la structure

Cette topologie a permis de mesurer des résonateurs avec un coefficient de qualité à 5,7 GHz, autour de 650. Avec une excitation par une ligne sur le dessus, elle offre de plus un report facile.

Reprenant ce concept, un filtre à cavités micro-usinées couplées par fentes a été proposé [83] (figure III.10).

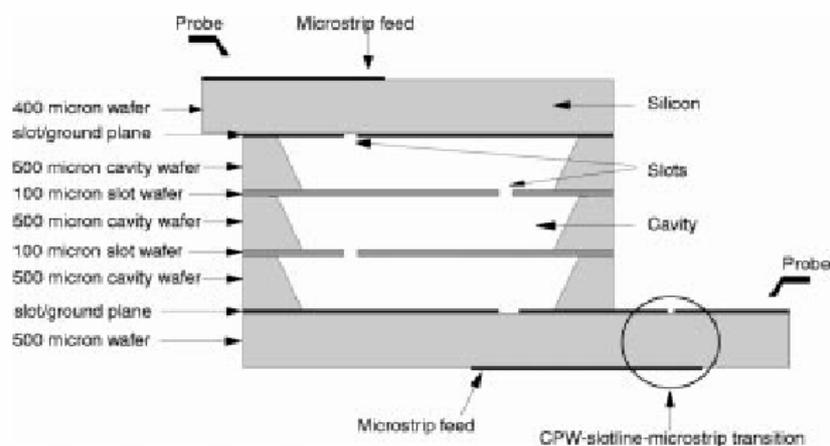


Figure III.10 : Filtre à cavités micro-usinées couplées par fentes

Il y a une transition coplanaire microruban puis avec la même méthode que celle schématisée figure III.9, les cavités sont excitées par des fentes de couplage. A 10 GHz, ce filtre offre des perspectives très intéressantes avec peu de pertes (2 dB) et de bonnes réjections. Cependant, les deux accès n'étant pas dans le même plan, le report de cette structure est moins facile.

Beaucoup plus haut en fréquence, à 79 GHz, un filtre passe bande, montable en surface a été réalisé [84]. La géométrie utilisée est en guide d'ondes, dans un substrat pour MMIC. L'excitation du filtre est réalisée en utilisant des lignes microruban déposées sur le dessus du filtre. Une transition microruban – guide d'ondes a été utilisée pour effectuer la liaison entre l'excitation du filtre et une ligne planaire pour un report simple en surface. Même s'il ne s'agit pas réellement d'un filtre planaire, la transition utilisée pour le relier à des lignes microrubans est intéressante.

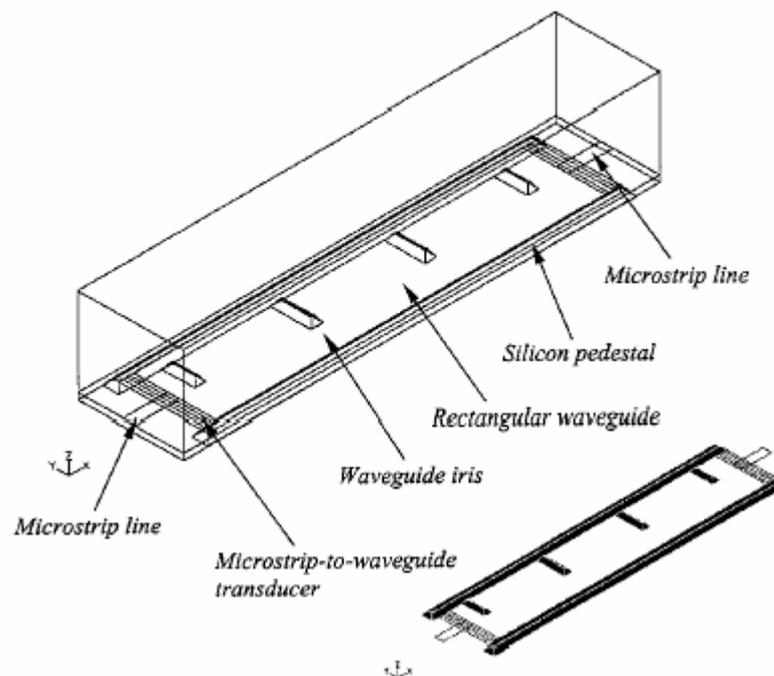


Figure III.11 : Guide excité par une ligne planaire

Après ce tour d'horizon sur ce qui a déjà été présenté dans la littérature, concernant l'intégration en surface, nous allons présenter les topologies que nous avons étudiées pour réaliser cette intégration. Deux structures ont été envisagées, la première utilisant des transitions par vias, la seconde des fentes de couplage dans la métallisation du capot supérieur.

III.2 TRANSITIONS PAR VIAS

La première topologie vers laquelle nous nous sommes tournés est une transition coplanaire – coplanaire. La géométrie d'excitation du filtre est conservée, l'accès étant déposé sur la membrane. La structure utilisée est présentée figure III.12.

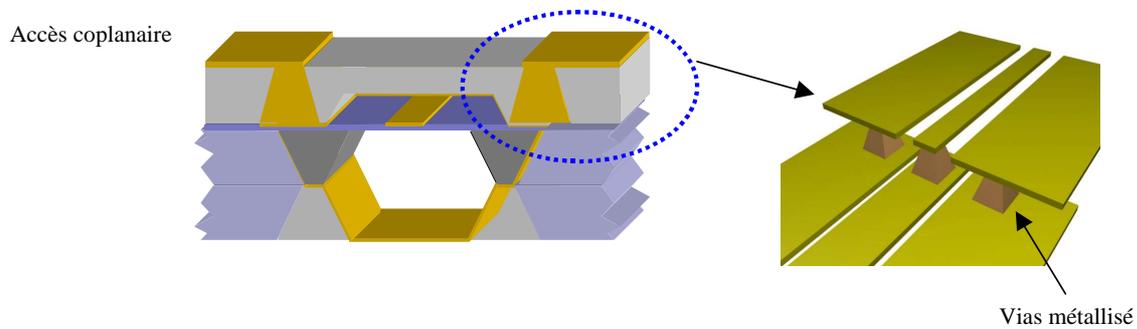


Figure III.12: Transition par vias

Les vias métallisés permettent d'amener le signal des accès coplanaires supérieurs vers les lignes d'excitation du filtre. Il y a donc trois vias par traversée, pour maintenir une structure coplanaire (un pour le signal et deux pour la masse). L'objectif est de pouvoir considérer le filtre comme une puce et le connecter facilement dans un module de communications hyperfréquences. La ligne coplanaire inférieure est celle que nous avons utilisée dans le chapitre II pour poser les pointes et mesurer le filtre.

La transition coplanaire – coplanaire est intégrée dans le substrat supérieur réalisant la cavité. Elle est réalisée en même temps que la cavité et utilise les mêmes procédés technologiques de micro-usinage par voie humide, présentés au chapitre II. L'excitation du filtre est réalisée de la même manière pour les filtres LNA et DOCON. Seule la position des accès au filtre est modifiée.

Pour limiter les pertes de cette transition, nous utilisons un substrat de silicium haute résistivité afin de réduire les fuites dans le substrat. Lors de la réalisation, quelques modifications ont été apportées au procédé de fabrication.

Le micro-usinage du capot supérieur se fait en deux étapes pour obtenir une différence de hauteur et de profondeur entre les vias et la cavité.

* Tout d'abord, une partie du via est micro-usinée (100 – 120 μm).

* Dans un deuxième temps, la cavité et la fin du vias sont attaquées, jusqu'à ce que les vias débouchent à la surface supérieure du wafer, comme le montre la figure III.13.

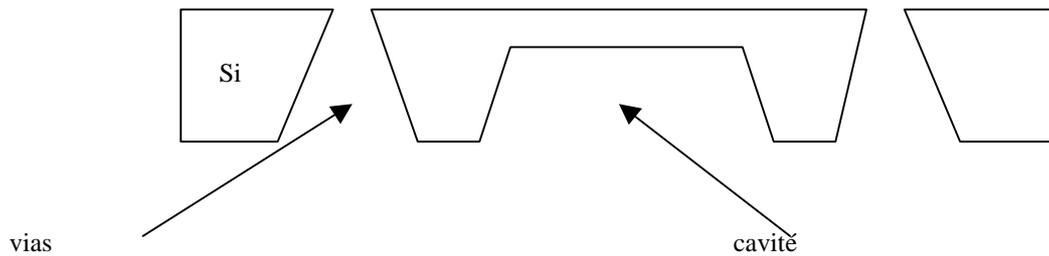


Figure III.13 : Vue en coupe de la cavité supérieure

La figure III.14 présente une photographie de la cavité ainsi réalisée. Nous retrouvons, en plus des grands vias latéraux servant à blinder la structure, les trois vias coplanaires réalisant la transition verticale.

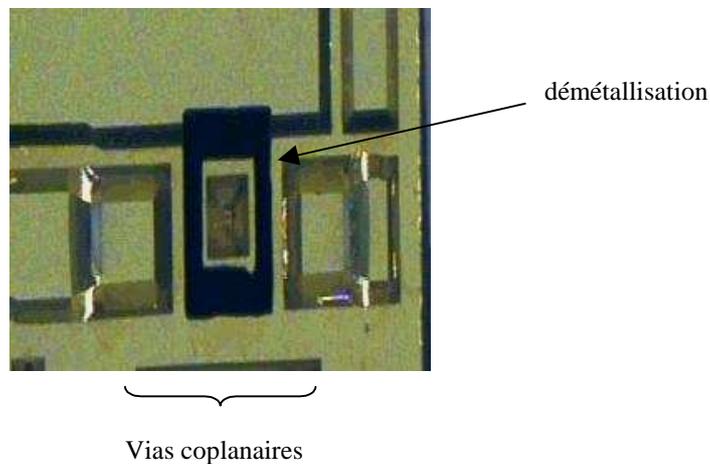


Figure III.14 : Vue de dessous de la cavité

Nous devons démétalliser le pourtour du via central (celui du signal) pour interdire un contact entre celui-ci et les vias de masse (figure III.14), qui court-circuiterait les accès.

La figure III.15 présente une vue de la membrane sur laquelle va être reportée la cavité supérieure. Les emplacements des vias ont été schématisés.

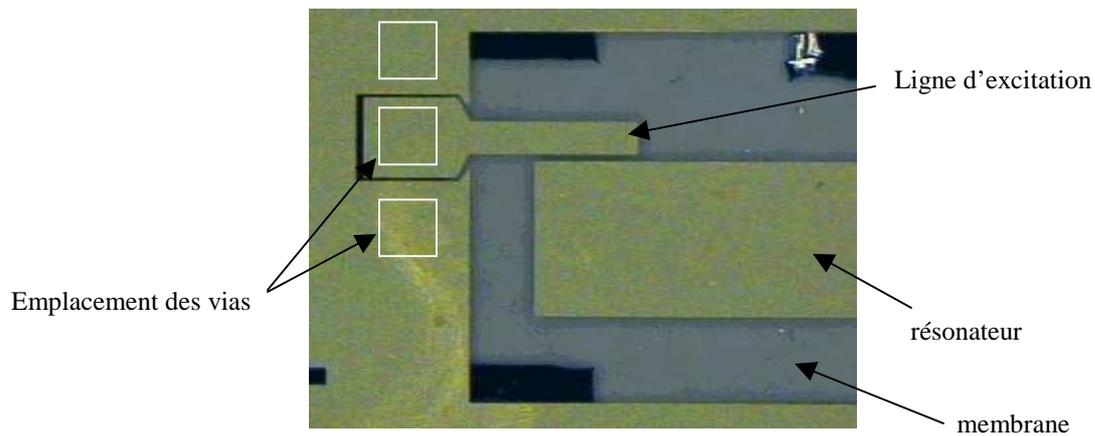
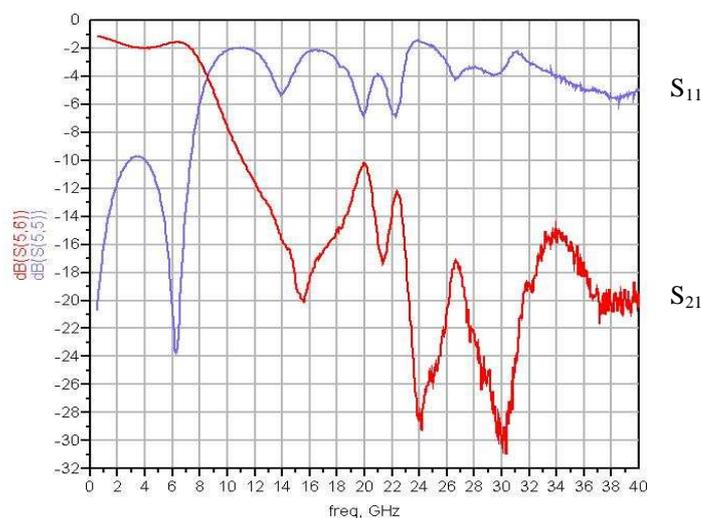


Figure III.15 : Vue de la membrane

Il ne reste plus qu'à dessiner les motifs de l'accès coplanaire sur le substrat supérieur. Mis à part cette modification du substrat supérieur, le procédé de fabrication et d'assemblage est le même que dans le cas des filtres LNA et DOCON, présentés au chapitre II.

Dans un premier temps, pour tester cette structure, nous n'avons pas utilisé de filtre mais simplement une ligne de transmission entre les deux accès (figure III.17). La réponse mesurée de cette ligne est présentée figure III.16.



Mesure de la transition

Figure III.16 : Mesure de la transition

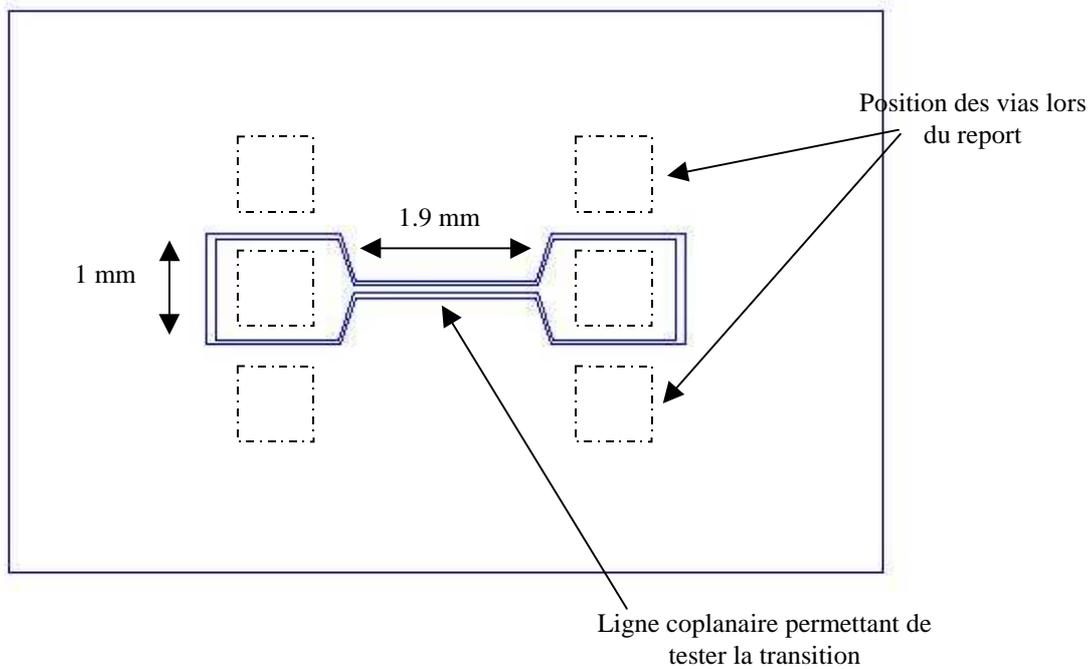


Figure III.17 : Ligne de transmission pour tester la transition

Cette transition ne fonctionne que jusqu'à 8 GHz. Le comportement inductif des vias crée une structure passe bas avec une fréquence de coupure trop basse pour les applications de filtrage visées (20 – 30 GHz). Afin de mettre en évidence ce phénomène, nous avons effectué une simulation de type circuit en représentant les accès supérieurs et la ligne de transmission par des lignes idéales. Les vias ont été, quant à eux, schématisés par des selfs. Nous présentons cette simulation figure III.18.

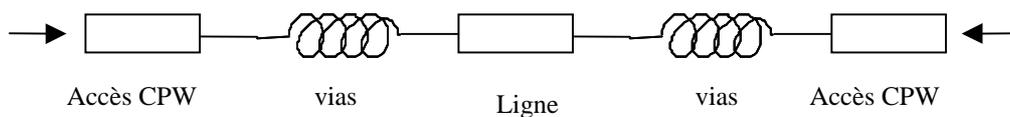
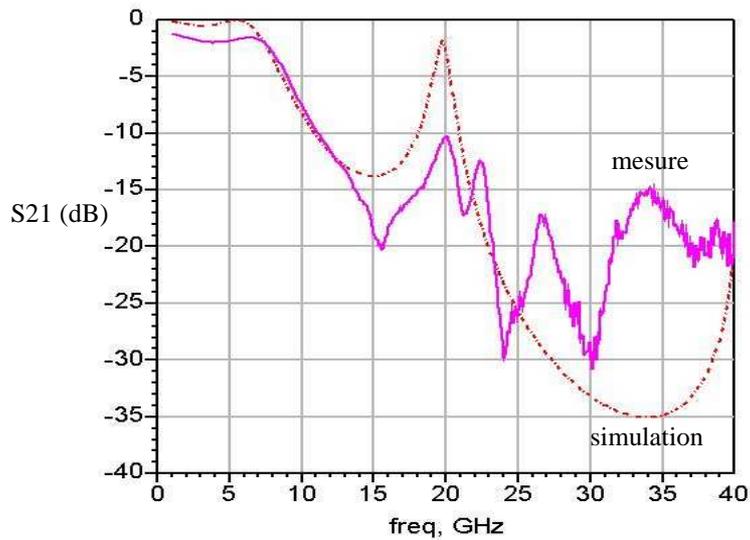
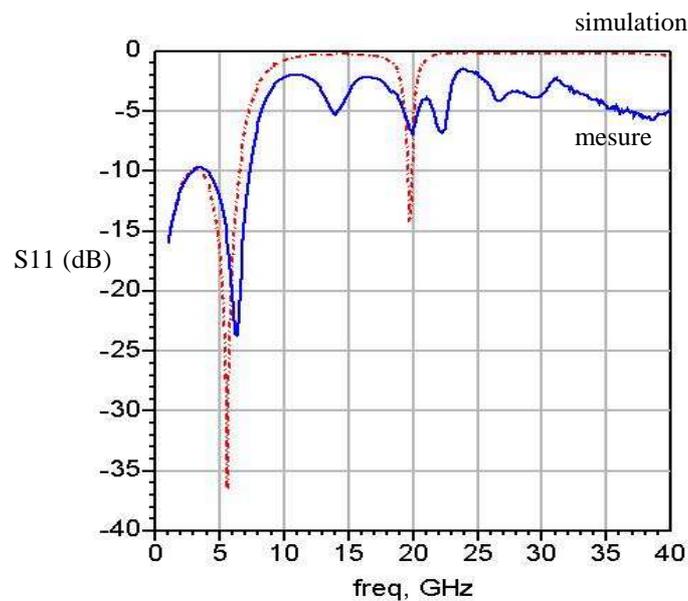


Figure III.18 : Structure simulée

En faisant varier la valeur des selfs, nous sommes capables de retrouver par la simulation une réponse proche de celle mesurée. Une comparaison est alors proposée sur la figure III.19. Sur la figure III.19(a), nous avons une réponse en transmission et sur la figure III.19(b) une réponse en réflexion. En traits forts sont représentées les mesures et en pointillés les simulations de type circuit.



(a) comparaison mesure/simulation en transmission



(b) comparaison mesure/simulation en réflexion

Figure III.19 : Comparaison mesure / simulation circuit

On attribue aux lignes idéales les dimensions qu'elles avaient lors de la réalisation (largeur, longueur, substrat,...). On a donc mis en évidence le côté selfique parasite des vias qui se comportent alors en filtre passe-bas.

Nous présentons ci-dessous l'évolution de la réponse simulée lorsque l'on fait varier la valeur de la self (figure III.20).

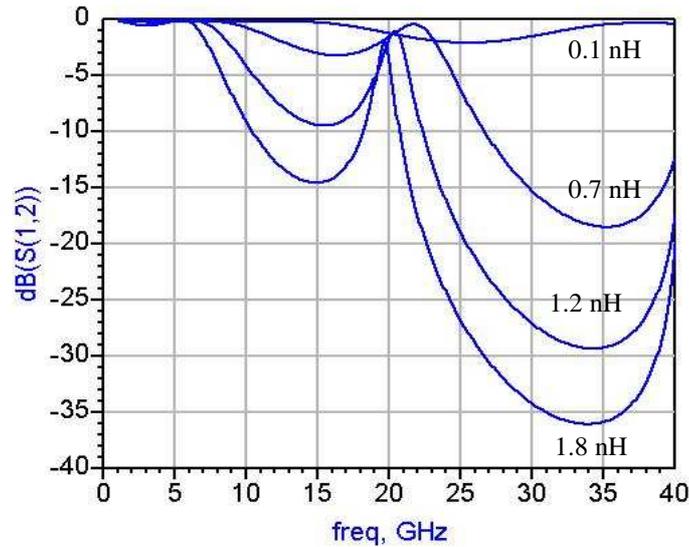


Figure III.20 : Evolution de la transition en fonction de la valeur de la self inductance

En diminuant la valeur de la self inductance, on est capable d'augmenter la fréquence de coupure du gabarit passe-bas et d'envisager un fonctionnement de cette transition jusqu'à 30 ou 40 GHz pour l'utiliser avec un filtre.

D'un point de vue pratique, pour diminuer la valeur de la self, nous devons diminuer les dimensions des vias. Malheureusement, avec notre technologie de micro-usinage par voie humide, nous sommes tributaires de l'angle d'attaque du silicium. Ayant déjà choisi des vias de la plus faible dimension possible, notre procédé ne laisse pas envisager de solution aisée.

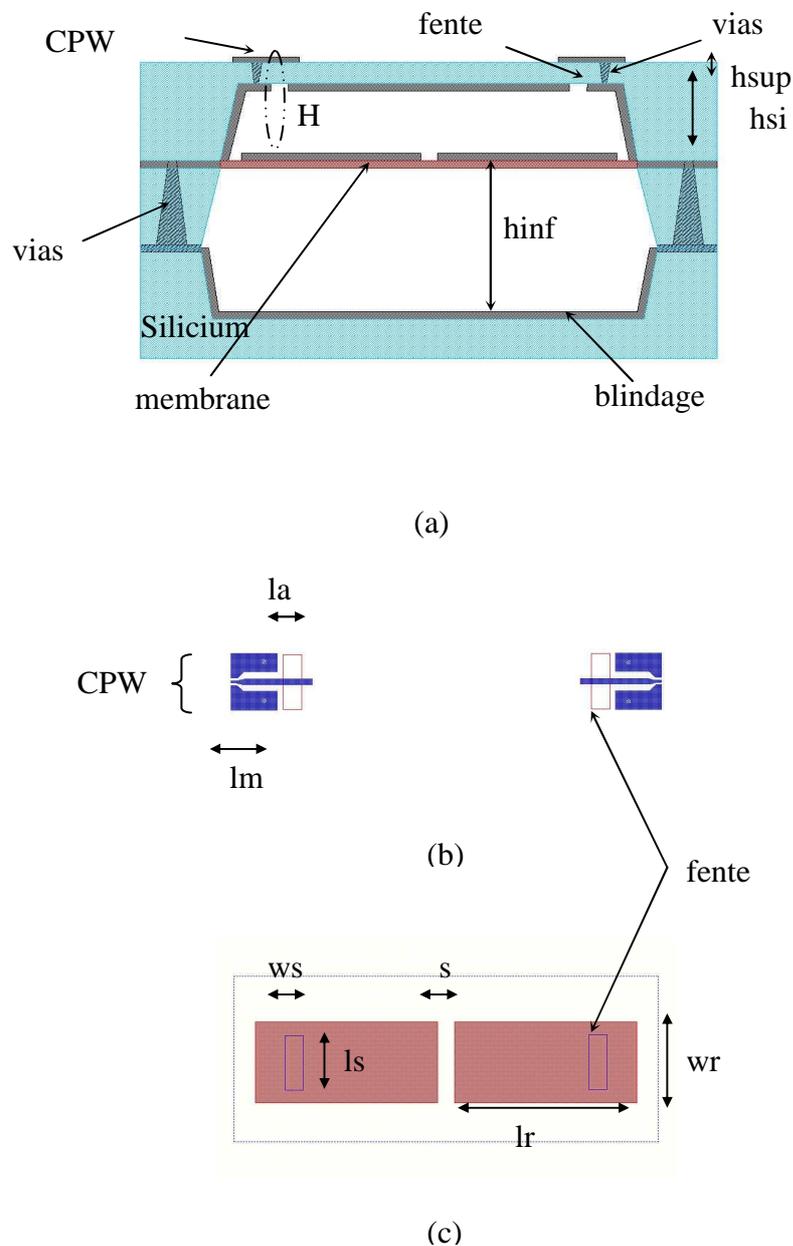
En revanche, il serait tout à fait possible de réduire de manière considérable la dimension de ces vias en utilisant une gravure sèche, par RIE ou par Laser, ce qui permettrait de choisir cette option pour réaliser des vias métallisés de plus faibles dimensions permettant d'utiliser cette solution de report.

IV. SIMULATION ET RÉALISATION D'UN FILTRE INTÉGRABLE EN SURFACE

IV.1 PRINCIPE

Toujours dans le but d'obtenir un report de filtre efficient, nous proposons maintenant d'exciter le filtre par des lignes d'accès sur le capot supérieur. Des fentes, ou démétallisations, réalisées dans le blindage permettent un couplage entre ces lignes d'excitation et les

résonateurs. La structure que nous proposons est présentée sur la figure III.21. La figure III.21(a) montre une vue transversale, la figure III.21(b) une vue de dessus et la figure III.21(c) une vue du niveau sur lequel se trouve la membrane.



**Figure III.21 : Filtre reportable en surface (a) vue transversale – (b) vue de dessus
(c) zone de la membrane**

Les boucles de champs magnétiques des accès coplanaires couplent les résonateurs microrubans grâce à la démétallisation réalisée dans le blindage du capot supérieur. C'est avec cette démétallisation que l'on est capable d'exciter des résonateurs par les accès supérieurs.

IV.2 SIMULATION DU FILTRE

Pour valider ce principe, nous souhaitons réaliser un filtre 2 pôles à 30 GHz avec une bande passante relative à 3 dB de 4 %. Ce gabarit permettra de vérifier rapidement la géométrie proposée.

La synthèse du filtre s'effectue de la même manière que pour les filtres DOCON et LNA présentés au chapitre II. La méthode de synthèse n'est donc pas rappelée ici. Compte-tenu du gabarit, les coefficients de couplage à respecter sont :

coefficient de couplage inter-résonateur = 0,05

coefficient de couplage externe = 22

Pour l'optimisation du coefficient de couplage externe, nous avons fait varier les dimensions de la fente dans la métallisation. L'évolution du Q_{ext} en fonction de la largeur de la fente est présentée figure III.22.

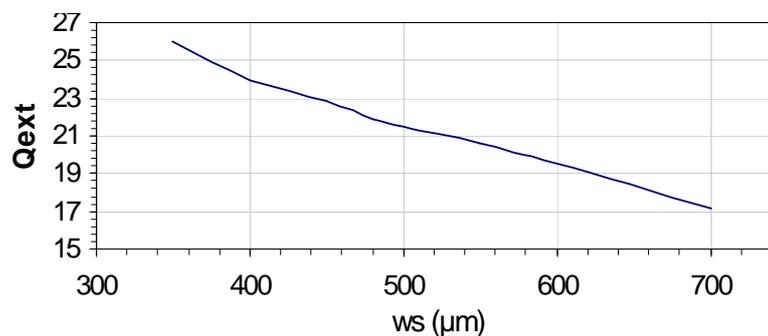


Figure III.22 : $Q_{\text{ext}} = f$ (dimension fente)

En augmentant la taille de la fente, le couplage par les boucles de champs magnétiques est plus fort. Il se traduit par une diminution du Q_{ext} ce que la courbe précédente permet de vérifier.

Ainsi, nous avons choisi, pour respecter notre gabarit, une largeur de fente égale à 470 μm .

En ce qui concerne le couplage inter-résonateur, la figure III.23 en présente l'évolution en fonction de la distance entre les deux résonateurs.

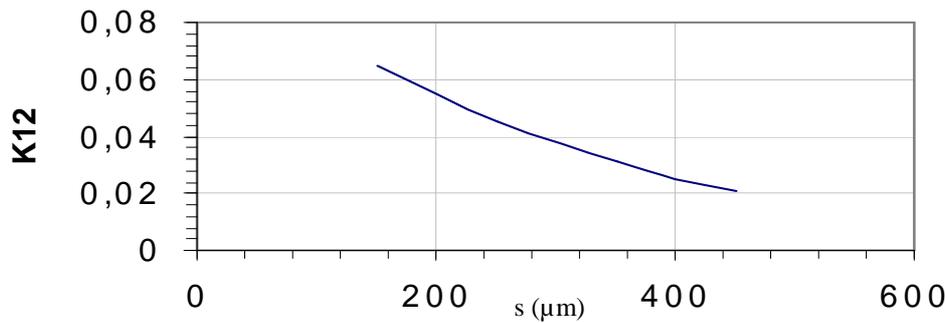


Figure III.23 : Evolution du k_{12} en fonction de l'écart entre les deux résonateurs

Pour respecter la valeur imposée par le gabarit du filtre, nous choisissons une distance entre les deux résonateurs égale à 250 μm .

Ces deux éléments assemblés, nous effectuons quelques réglages et nous obtenons la réponse simulée du filtre, présentée figure III.24. Nous avons utilisé, comme dans le chapitre précédent, ADS Momentum pour effectuer les simulations de ce filtre.

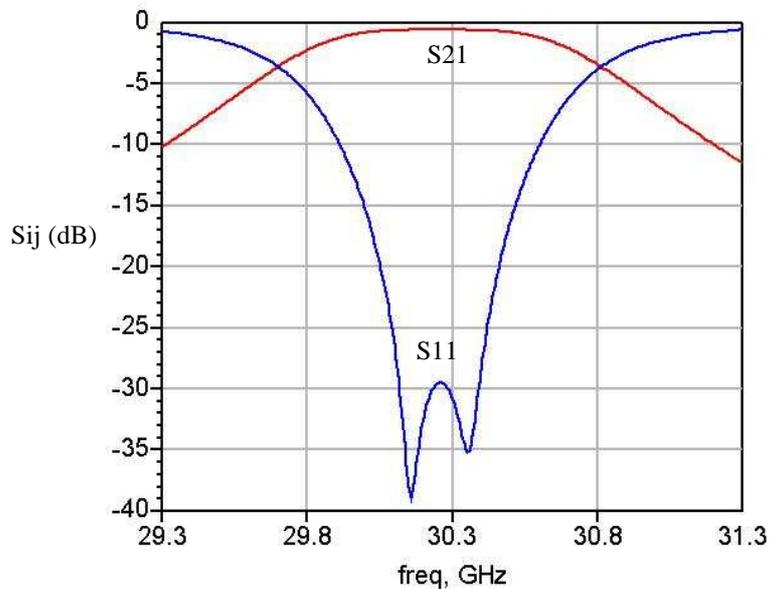


Figure III.24 : Réponse du filtre

La fréquence centrale du filtre est 30,26 GHz avec une bande passante à -3 dB égale à 1,22 GHz, ce qui correspond à une bande passante relative de 4%. Les pertes d'insertion simulées sont de 0,8 dB.

Les dimensions de ce filtre sont présentées sur le tableau III-1. Elles sont données en millimètres.

w_r	l_r	s	w_s	l_s	l_m	l_a	h_{sup}	h_{si}	h_{inf}
2	4,5	0,42	0,45	1,355	0,85	1,135	0,32	0,1	0,76

Tableau III-1 : Dimensions du filtre en millimètres

IV.3 MODIFICATIONS TECHNOLOGIQUES PAR RAPPORT AUX STRUCTURES CLASSIQUES

Comme dans le cas de la transition par vias, nous utilisons pour le substrat supérieur du silicium haute résistivité pour réduire les fuites de signal dans le substrat.

Il n'y a que pour cette cavité supérieure que le procédé de fabrication va être modifié. Nous allons donc détailler et préciser les différences (figure III.25).

- ↪ La première étape concerne l'attaque de la cavité sur une hauteur de 200 μm (a).
- ↪ Attaque simultanée du reste de la cavité avec les vias du dessus, jusqu'à ouverture des vias (b).
- ↪ Métallisation (évaporation + électrolyse) de la face arrière.
- ↪ Réalisation des accès coplanaires supérieurs (c).
- ↪ Démétallisation dans la face inférieure pour créer la fente (d).

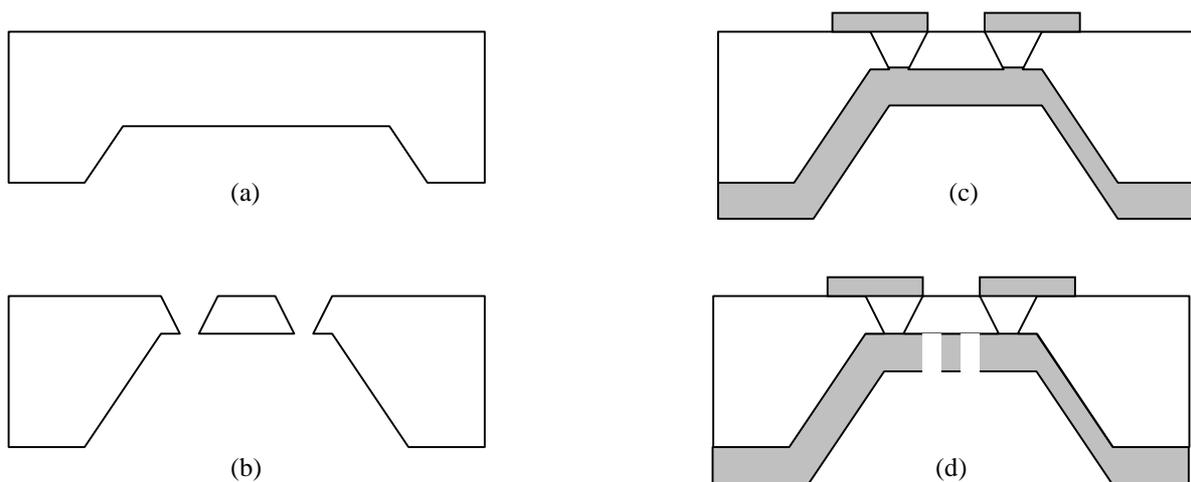


Figure III.25 : Réalisation du capot supérieur

V. MESURE DU FILTRE

Les mesures ont été réalisées avec un analyseur de réseau vectoriel HP 8510C et une station sous pointe. Nous avons utilisé une calibration SOLT (Short-Open-Load-Thru) dans le plan des pointes, c'est à dire sur les accès coplanaires supérieurs. Une comparaison entre le filtre simulé et le filtre mesuré est présentée figure III.26.

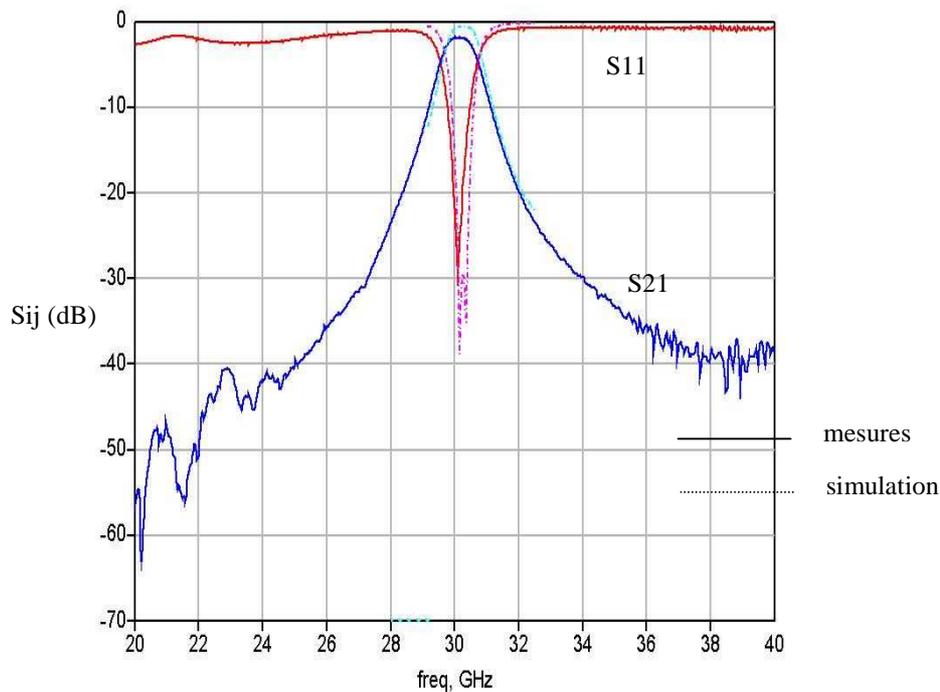


Figure III.26 : Comparaison mesure – simulation du filtre

Les résultats présentés incluent aux pertes du filtre, les pertes de la transition verticale coplanaire / microruban.

Un bon accord est obtenu entre les deux courbes, que ce soit en fréquence centrale ou en bande passante. La fréquence centrale est 30,04 GHz, ce qui correspond à une variation fréquentielle entre simulation et mesure de 0,7 %.

Les pertes d'insertion mesurées sont de 1,8 dB (0,8 dB en simulation). Cet écart est principalement dû au rayonnement des lignes d'excitation, qui ne sont pas blindées, alors qu'elles le sont en simulation. De plus, pour minimiser les temps de calcul, lorsqu'on utilise un maillage par fente, les pertes métalliques ne sont pas prises en compte (capot supérieur).

Nous avons donc réalisé un filtre micro-usiné avec des accès coplanaires sur le dessus du wafer supérieur. Ce filtre semble facilement intégrable dans n'importe quelle chaîne d'émission ou de réception.

De plus, en utilisant des résonateurs planaires, suspendus sur une membrane, nous pouvons utiliser un très large panel de structures pour réaliser des prototypes plus délicats, comme des fonctions elliptiques par exemple.

VI. CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis de mettre en évidence un point déterminant lors de la réalisation d'un dispositif hyperfréquence. Pour qu'un circuit sorte du milieu universitaire et puisse intéresser l'industrie, il doit bien évidemment présenter de bonnes performances, mais de plus il doit être facilement intégrable aux autres éléments.

Après avoir décrit les différentes méthodes de report et d'intégration de composants, nous avons choisi de modifier la géométrie des filtres micro-usinés présentés dans le chapitre II pour réaliser les accès du filtre sur le dessus du substrat supérieur. Les lignes coplanaires excitant le filtre étant directement accessibles, ce type de filtre pourra alors être très simplement intégré dans une chaîne d'émission/réception de satellite. La transition verticale ainsi réalisée est étudiée et simulée en même temps que le filtre lui-même. Il n'y a donc pas d'étapes supplémentaires à prendre en compte.

Les pertes d'insertion, incluant les pertes dues au filtre et celles dues à la transition, restant très faibles, ce type de filtre planaire avec un coefficient de qualité de l'ordre de 600, présente un intérêt certain. Ainsi, alliant faible encombrement et faible coût de production, ce type de filtre peut envisager des perspectives industrielles.

CONCLUSION

GENERALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Après avoir présenté les différents éléments constituant une charge utile de satellites de télécommunications, puis plus particulièrement les différents types de filtres, nous avons opté pour l'utilisation du filtrage planaire et du micro-usinage du silicium pour en améliorer les performances. Cette technologie, relativement aisée à mettre en œuvre, a offert de très bonnes performances aux circuits planaires. De plus, n'engageant que de faibles coûts de fonctionnement et de revient (tout du moins pour la méthode par voie humide), elle est très intéressante d'un point de vue universitaire ou industriel.

Dans le deuxième chapitre, consacré à la conception et à la réalisation de filtres microondes, nous avons présenté les résultats obtenus sur deux filtres planaires, à bande relative faible (entre 1 et 2 %). Les mesures ont permis de valider nos procédés de fabrication et de confirmer le fort potentiel de cette technologie planaire. Les pertes inhérentes mesurées sont dues au gabarit imposé par le cahier des charges.

Jusqu'à présent, l'utilisation des filtres planaires dans les chaînes d'émission ou de réception, était limitée parce qu'ils engendraient d'importantes pertes. Le micro-usinage a donc permis de pallier à ces désavantages et d'entrevoir de nouvelles possibilités.

A terme, des filtres planaires micro-usinés pourraient être intégrés dans des chaînes d'émission ou de réception de satellites de télécommunication.

Cependant, avec les configurations géométriques proposées, un report et une intégration de ces filtres sur un substrat d'accueil ne sont pas simples. En effet, il faut compenser la hauteur du capot supérieur lors de la connexion. Nous proposons donc une modification géométrique du substrat supérieur pour combler ce déficit.

Les résonateurs suspendus du filtre proposé dans le chapitre III sont alors excités par des lignes coplanaires déposées sur le dessus du wafer. Directement accessibles, ces lignes d'excitation pourraient alors permettre au filtre d'être très simplement reporté par flip-chip sur un autre substrat.

Le filtre mesuré, utilisant cette technologie à 30 GHz, permet de valider cette technique et allie ainsi les performances des circuits sur membrane à la facilité d'intégration des dispositifs intégrables en surface.

Cette technique, validée sur un filtre simple et standard, pourra ensuite être appliquée lors de la conception et de la réalisation de filtres aux gabarits plus sévères.

Les connaissances acquises lors de ces travaux sur les filtres peuvent trouver de nombreuses applications universitaires ou industrielles. Ainsi, nous présentons, de manière non exhaustive, des applications où le micro-usinage peut ou pourra apporter des bénéfices.

Ce qui a été réalisé sur du filtrage planaire trouve un intérêt similaire dans le monde des antennes [85], où la technologie planaire présente les mêmes avantages et inconvénients vis à vis des autres technologies.

Que ce soit pour un résonateur ou un patch rayonnant, le micro-usinage, en éliminant le substrat, permet d'améliorer les performances. De plus, pour les antennes, il présente un autre avantage important : la suppression des modes parasites pouvant entraîner des pertes supplémentaires [86], [87]. Dans le cas d'un patch, le substrat peut être éliminé, comme le montre les figures F1 et F2 [88].

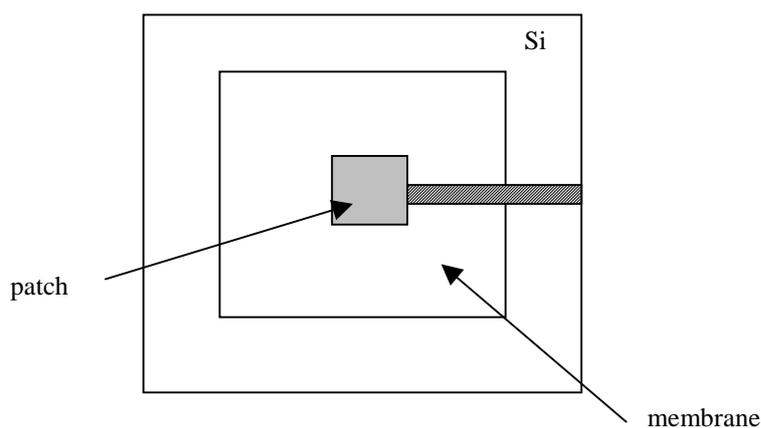


Figure F1 : Vue de dessus d'un patch suspendu

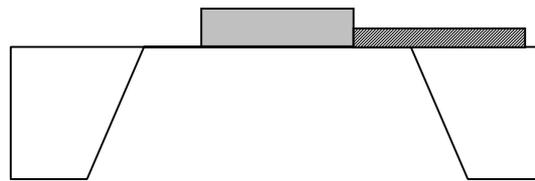


Figure F2 : Vue transversale du patch

Une autre application possible du micro-usinage concerne les résonateurs acoustiques, les Films Bulk wave Acoustic Resonators (FBAR). Le but est de créer un résonateur mécanique en utilisant l'effet piézo-électrique, comme le montre la figure F3 [89], [90].

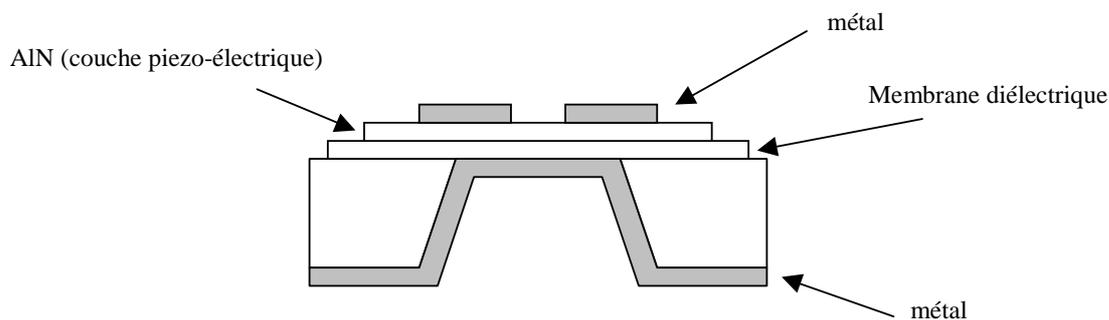


Figure F3 : Structure FBAR

Le micro-usinage du silicium et l'utilisation des techniques de dépôt présentées dans le chapitre II, permet de réaliser des résonateurs acoustiques de dimensions très faibles, avec des coefficients de qualité de l'ordre de 2 500 (à condition que la technologie soit bien maîtrisée).

Sous l'effet d'un champ électromagnétique hyperfréquence, il y a une déformation mécanique de la couche piézo-électrique entraînant une vibration de la structure, créant une résonance. L'une des difficultés de cette technologie est de parfaitement maîtriser l'épaisseur de la couche piézo-électrique, de même que ses propriétés physiques, pour retrouver la fréquence souhaitée et le coefficient de qualité attendu.

Des structures quasi-planaires peuvent également être réalisées et présentent de bonnes performances [91]. Des trous réalisés dans le silicium permettent de confiner les champs électromagnétiques à l'intérieur d'une cavité de silicium. En couplant des cavités, on peut réaliser un filtre multipôles. La propagation de champs s'effectuant dans le silicium, des circuits de très faibles dimensions peuvent ainsi être obtenus. La figure f4 présente un filtre

deux pôles réalisé selon cette technique. Les cavités sont excitées par des accès coplanaires sur le plan supérieur par l'intermédiaire de leurs boucles de champs magnétiques.

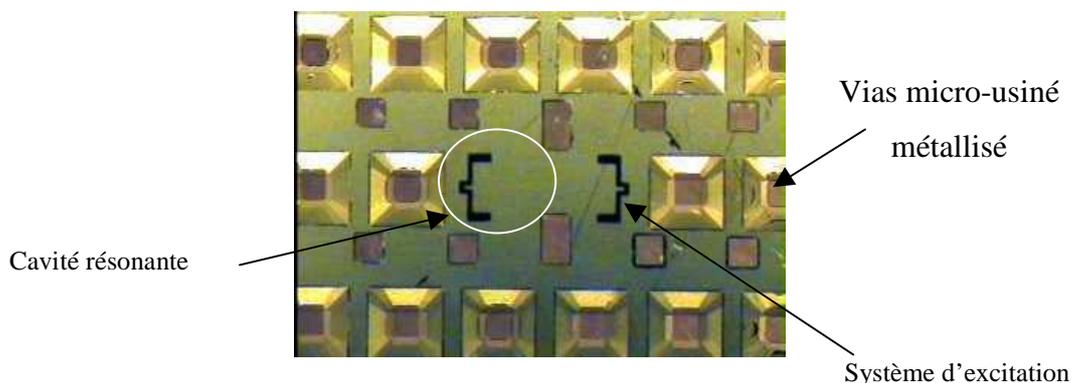


Figure F4 : Structure quasi-planaire réalisée grâce au micro-usinage

Ce type de filtres présente un bon compromis performance / dimensions avec des Q_0 proches de 300 à 45 GHz.

Enfin, le micro-usinage volumique du silicium peut être couplé aux techniques du micro-usinage de surface pour la réalisation de structures suspendues accordables grâce aux systèmes micro-électromécaniques (MEMS).

Des cavités micro-usinées accordables ont également été réalisées en combinant MEMS et micro-usinage [92]. Le micro-usinage est utilisé pour réaliser la cavité résonante et les MEMS permettent d'accorder sa fréquence de résonance. Une telle structure est présentée figure F5.

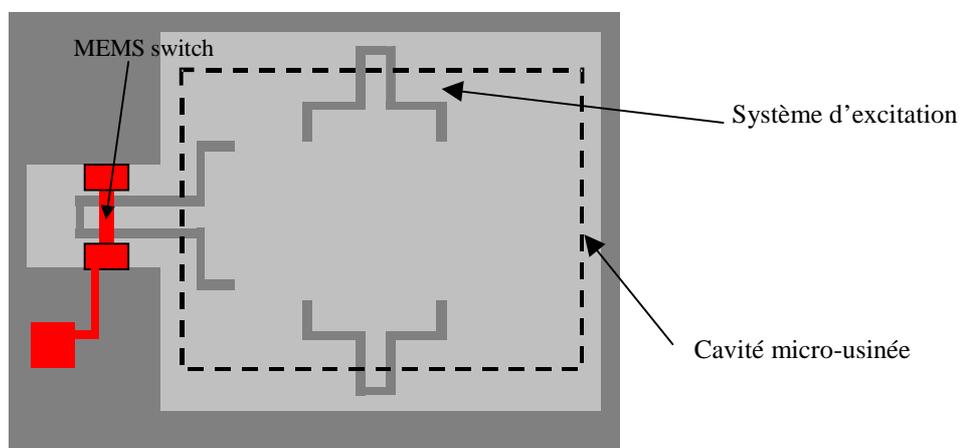


Figure F5 : Combinaison des MEMS et du micro-usinage [92]

En ce qui concerne les applications planaires, des lignes à faibles pertes [93] ont été proposées utilisant le micro-usinage pour réduire les pertes et les MEMS pour rendre une ligne coplanaire passante ou bloquée.

Concernant les switches, le micro-usinage d'un substrat de Si peut également être utilisé pour l'encapsuler et le blinder [94].

Enfin, pour le filtrage, pourront être associés les MEMS et le micro-usinage volumique pour donner des structures à faibles pertes et accordables.

ANNEXES

ANNEXE 1

Méthode de réalisation de circuits suspendus sur membrane

Le procédé décrit ci-dessous a été utilisé pour réaliser les filtres LNA et DOCON, présentés dans le chapitre II.

Pour le circuit sur membrane, nous utilisons un substrat de silicium haute résistivité et pour les cavités supérieures et inférieures des substrats de basse résistivité.

Les étapes suivantes sont alors effectuées :

1)- Dépôt des couches de masque

SiO₂ (1 μm) double face et Cr (300 Å) face arrière (figure A.1)



Figure A.1 : Dépôt des couches de masque

2)- Elimination de SiO₂ face avant aux endroits où le circuit va être suspendu (acide fluohydrique)

3)- Ouverture de la face arrière, en gravant le chrome et l'oxyde de silicium pour avoir accès au Si (chrome etch + acide fluohydrique) (figure A.2)

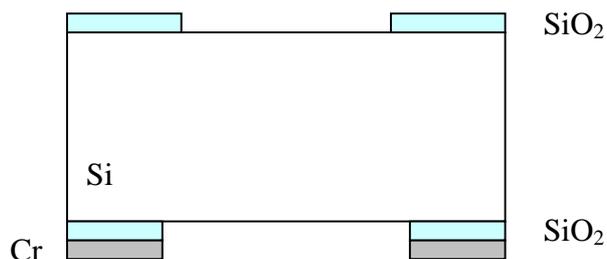


Figure A.2 : Ouverture des zones de masque

4)- Dépôt de BCB face supérieure à la tournette ($8\ \mu\text{m}$).

5)- Métallisation face avant :

- Evaporation : Cr $300\ \text{\AA}$ + Au $1500\ \text{\AA}$
- Electrolyse Au total # $3\ \mu\text{m}$

6)- Lithographie face avant pour obtenir les motifs métalliques des circuits – gravure de l'or dans KI_2 et du chrome dans du Cr etch (figure A.3)

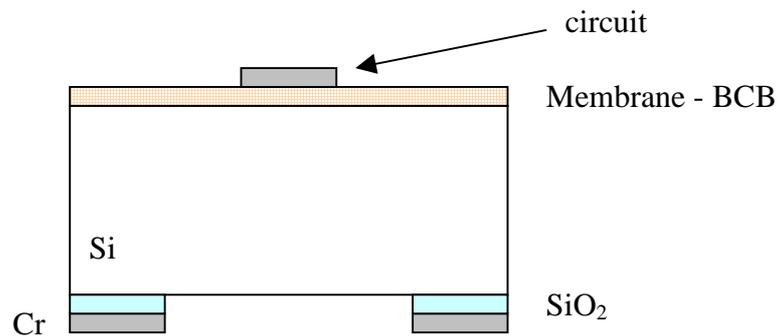


Figure A.3 : Gravure des motifs

7)- Micro-usinage du Si dans du TMAH jusqu'à ouverture complète de la membrane (figure A.4)

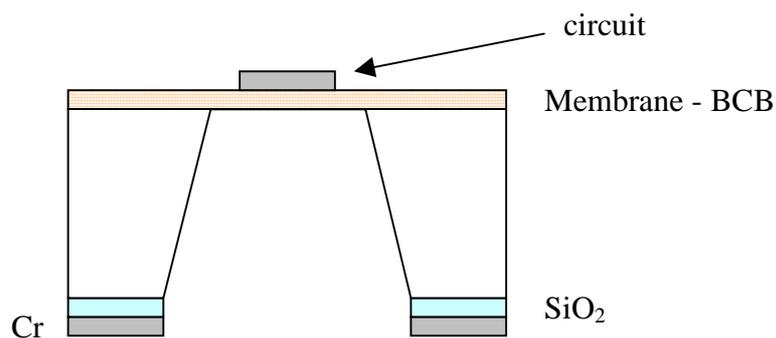


Figure A.4 : Micro-usinage du silicium

NB : Pour blinder les structures des cavités sont réalisées en répétant les étapes 1), 3), 4), 7).
Après métallisation, on obtient la figure A.5.

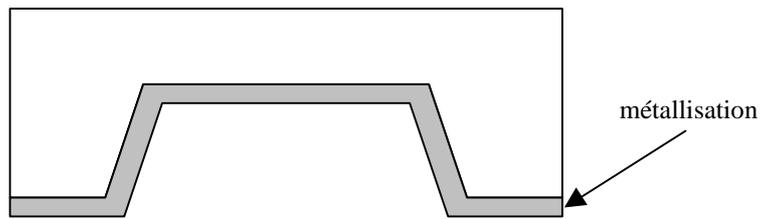


Figure A.5 : Cavité micro-usinée

Puis, les cavités sont assemblées pour donner la structure présentée figure A.6.

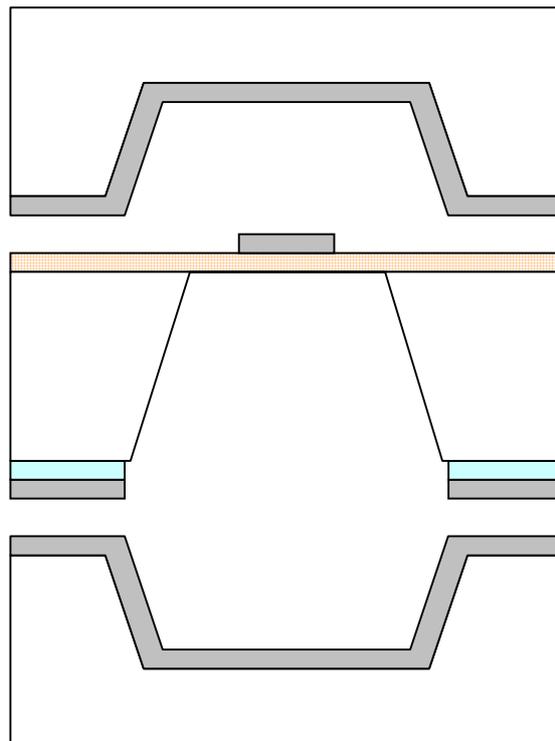


Figure A.6 : Assemblage des trois wafers micro-usinés

ANNEXE 2

Méthodologie d'aide à la conception de filtres hyperfréquences

Nous allons présenter une méthode d'optimisation électromagnétique directe de filtre [95]. Elle devient indispensable lorsque le nombre de pôles du filtre augmente si l'on veut minimiser le temps nécessaire pour que le filtre réponde au cahier des charges qui lui est imposé.

Cette méthode repose sur une comparaison et une identification de la réponse du filtre après chaque analyse électromagnétique par rapport à une réponse idéale.

Cette méthode se décompose en cinq étapes :

1^{ère} étape : Etude idéale de type circuit

La synthèse du filtre est réalisée en éléments localisés avec un simulateur de type circuit, ou avec le logiciel FILCAV [96], qui à partir d'un gabarit permet de connaître les couplages inter-résonateurs ainsi que les résistances d'entrée et de sortie, traduisant le couplage entrée-sortie du filtre.

On est donc capable de connaître la matrice idéale de notre filtre, traduisant les différents couplages.

2^{ème} étape : Synthèse électromagnétique

Cette synthèse permet d'obtenir de manière approchée les dimensions géométriques initiales du filtre. Elle s'appuie sur les méthodes de conception de filtre présentées dans le chapitre II.

Ainsi, nous devons optimiser :

- ↳ La longueur des résonateurs pour retrouver la fréquence désirée.
 - ↳ Les gaps inter-résonateurs pour respecter les couplages attendus entre résonateurs.
-

- ↳ Les couplages entre les lignes d'excitation et les premiers résonateurs pour respecter le coefficient de qualité extérieur du filtre.

Cette étape permet alors de connaître de manière approchée toutes les dimensions du filtre que nous souhaitons concevoir.

3^{ème} étape : Analyse électromagnétique globale

L'étape précédente, avec une étude séparée de chacun des éléments, a permis d'avoir une première idée de la géométrie totale du filtre. Une étude électromagnétique globale, avec cette fois-ci tous les éléments permet de connaître la réponse électromagnétique du filtre. Cette réponse n'est en général pas conforme au gabarit souhaité, car les résonateurs non adjacents n'ont pas entre eux d'influence nulle comme le laissait supposer l'étape 2.

C'est pourquoi une boucle d'optimisation va être utilisée pour aboutir rapidement et efficacement à la réponse souhaitée.

4^{ème} étape : Extraction des données simulées

A partir de la réponse électromagnétique simulée, nous devons extraire la matrice correspondant à la géométrie simulée. Le logiciel Hypérion, développé par l'INRIA [97] permet d'obtenir la matrice simulée, correspondant au calcul électromagnétique venant d'être effectué.

Cette matrice est alors comparée à la matrice idéale du filtre, obtenue lors de la première étape.

On connaît alors les éléments géométriques qu'il convient de modifier pour faire tendre la matrice simulée vers la matrice idéale.

5^{ème} étape : Progression vers les dimensions finales

L'étape précédente a permis de savoir sur quelles dimensions il fallait jouer pour améliorer la réponse électromagnétique. La poursuite des deux dernières étapes permet d'obtenir une réponse simulée conforme avec le cahier des charges fixé.

La figure A.7 permet de résumer l'ensemble des opérations nécessaires à la procédure d'optimisation.

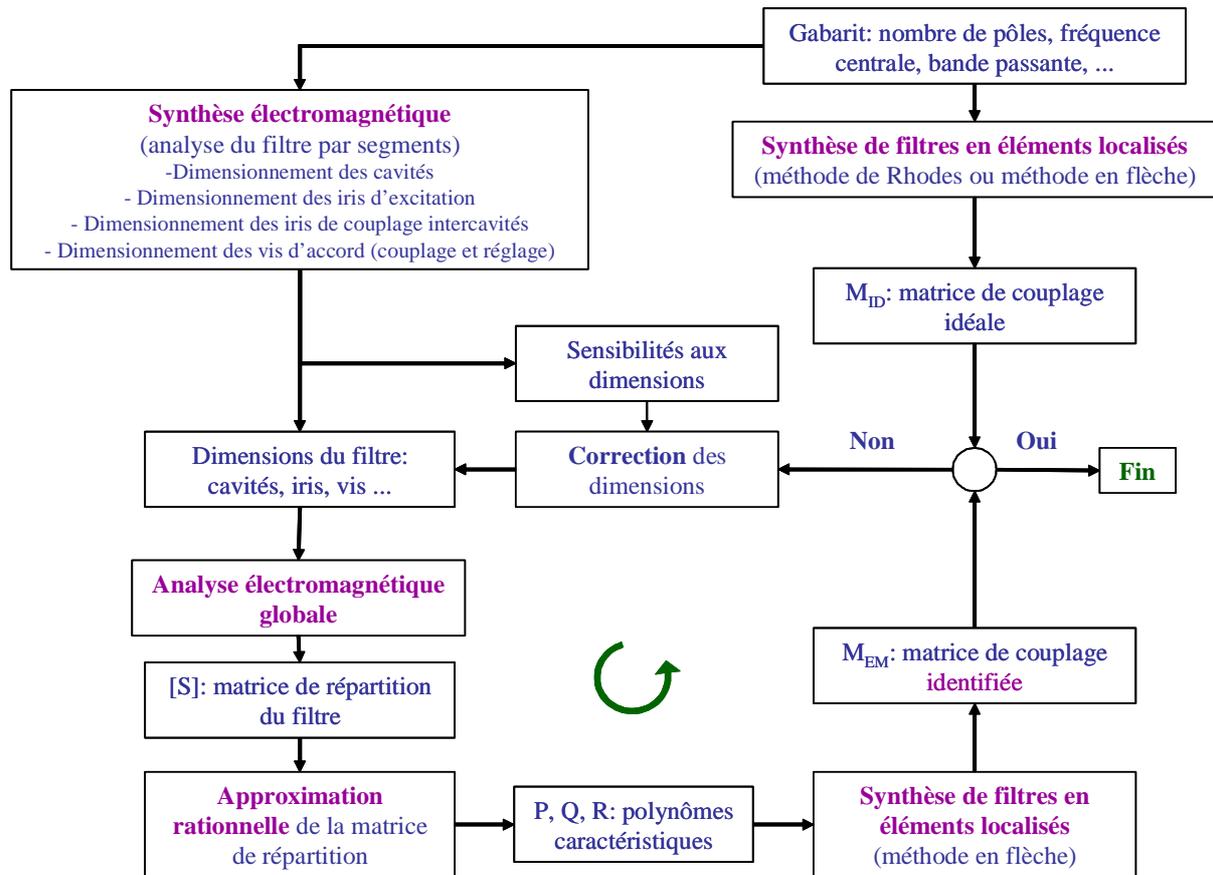


Figure A.7 : Procédure d'optimisation

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **G. KOSSAVIAS, A. PAPIERNIK, J.P. BOISSET, M. SAUVAN**
"The C patch : a small microstrip element"
Electronics Letters, vol.25, n°4, pp.253-254, february 1989
- [2] **J.D. KRAUS**
"Antennas"
Mc Graw Hill book company, New-York, USA, 1950
- [3] **A. REINEIX, B. JECKO**
"Analysis of microstrip patch antennas using finite difference time domain method"
IEEE Transmission on Antennas and Propagation, vol.37, n°11, pp.1361-1369, november 1989
- [4] **D. ECLERCY**
"Contribution à l'étude de synthèse d'antennes et de réseaux"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, septembre 1998
- [5] **Y.C. SHIH**
"Design of wave-guides E-planes filters with all metal inserts"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.32, n°7, october 1984
- [6] **S.J. FIEDZIUSKO**
"Dual mode dielectrics resonator loaded cavity filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.30, n°9, pp.1311-1316, september 1982
- [7] **D. BAILLARGEAT**
"Analyse globale de dispositifs microondes par la méthode des éléments finis. Application aux filtres à résonateurs diélectriques"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, janvier 1995
- [8] **S.B. COHN**
"Microwave band pass filters containing high Q dielectric resonators"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.16, n°4, pp.218-227, april 1968
- [9] **M.C. COMPARINI, M. SEGLETTINI, A. SURIANI**
"Miniaturized channel amplifier for Ka band statellite repeaters"
27th European Microwave Conference, vol.2, pp.1198-1206, september 1997
- [10] **J.W. GIPPICH, L.E. DICKENS, J.A. FAULKNER**
"A power amplifier yields 10 watts over 8-14 GHz using GaAs MMICS in an LTCC combiner / divider network"
IEEE Symposium on Microwave Theory and Techniques, pp.1369-1372, 1993
- [11] **A.R. BARNES, M.T. MORRE AND M.B. ALLENSON**
"A 6-18 GHz boradband high power MMIC for E.W. application"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, 1997
-

-
- [12] **E.G. CRISTAL, G. MATTHAEI**
"A generalized multiplexer theory"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp.88-93, january 1964
- [13] **R.G. EGRI, A.E. WILLIAMS, A.E. ATIA**
"A Contiguous band multiplexer design"
IEEE MTT Symposium Digest, 1983
- [14] **S. LENNART, G. LUNDQUIST**
"Electromagnetic waves in a cylindrical wave guide with infinite or semi infinite wall corrugation"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.36, n°1, January 1988
- [15] **V.A. LABAY, J. BORNEMANN**
"A new evanescent mode filter for densely packaged waveguide application"
IEEE Symposium on Microwave Theory and Techniques, pp.901-904, 1992
- [16] **R. LEVY**
"Tapered corrugated waveguide low-pass filter"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.21, n°8, august 1973
- [17] **D. KAJFEZ AND P. GUILLON**
"Dielectric resonators"
Vector Fields, Oxford, Mississipi, 1986
- [18] **O. PIQUET, D. CROS ET AL**
"New design of high Q sapphire resonator with distributed bragg reflector"
IEEE Symposium on Microwave Theory and Techniques, Seattle, vol.3, pp.1993-1996, 2002
- [19] **Y. LATOUCHE, D. GASPERONI AND J.J. HERREN**
"High power C-band dielectric resonator filters for output multiplexer"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, 2001
- [20] **Y.C.M. LIM, R.F. MOSTAFAUI AND D. MIRSHEKAR-SYAHKAL**
"Unloaded Q factor of slotted cylindrical ring resonator"
European Microwave Conference, CD-Rom, 2001
- [21] **D. CROS, P. GUILLON**
"Whispering gallery dielectric resonator modes for W-band devices"
IEEE MTT, vol.38, n°11, pp.1667-1674, november 1990
- [22] **L. ACCATINO, G. BERTIN, M. MONGIARDO AND G. RESNATI**
"Dual mode filters with grooved dielectric resonators for cellular radio base stations"
IEEE Symposium Transactions on Microwave Theory and Techniques, CD-Rom, 2002
- [23] **P.R. KARMEL**
"TE₀₁₁ mode sectorial circular cylindrical cavities filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.28, n°7, pp.695-699, july 1980
-

-
- [24] **K.A. ZAKI, C. CHEN AND A.E. ATIA**
"A circuit model of probes in dual mode cavities"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.36, n°12, pp.1740-1746,
december 1988
- [25] **U. ROSENBERG, N. HÄGELE**
"Advanced multimode cavity filter design using source / load resonance circuit cross
coupling"
IEEE Transactions on Microwave and Guided Wave Letters, vol.2, n°12, pp.508-510,
december 1992
- [26] **F. ALESSANDRI, M. COMPARINI AND F. VITULLI**
"Low loss in rectangular waveguide with rigorous control of spurious responses through
a smart modal filter"
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, 2001
- [27] **E.M.T. JONES AND J.T. BOLLJAHN**
"Coupled strip transmission line filters and directional couplers"
IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, n°2, pp.75-81, april 1956
- [28] **J.B. YOON**
"3D MEMS approaches to inductors"
Workshop on Microwave Theory and Techniques, Philadelphia, CD-Rom, june 2003
- [29] **D.J. YOUNG**
"3D MEMS approaches to varactors"
Workshop on Microwave Theory and Techniques, Philadelphia, CD-Rom, june 2003
- [30] **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
- [31] **J. TISSIER, W. MOUZANNAR, L. BILLONNET, B. JARRY, P. GUILLON**
"Novel alternative design methods based upon combined amplification, matching and
filtering approaches in MMIC technology"
IEEE MTT, CD-Rom, 2000
- [32] **W. HEINRICH, A. JENTZSCH AND G. BAUMANN**
"Millimeter wave characteristics of flip-chip interconnects for multi-chip modules"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.46, n°2, pp.2264-2268,
1998
- [33] **D.F. WILLIAMS, S.E. SCHWARZ**
"Design and performance of coplanar waveguide bandpass filter"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.31, n°7, pp.558-565, july
1983
- [34] **T. PAILLOT, P. BLONDY, D. CROS, P. GUILLON**
"A novel compact coplanar filter"
IEEE, MTT-S Digest, CD-Rom, pp.1793-1796, 2002
-

-
- [35] **E.J. DENLINGER**
"Losses of microstrip lines"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, n°28, pp.513-522, june 1980
- [36] **R.A. PUCEL, D.J. MASSE, C.P. HARTWIG**
"Losses in microstrip"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, n°16, pp.342-350, june 1968
- [37] **G. MATTHAEI, L. YOUNG AND E.M.T. JONES**
"Microwave filters impedance matching networks and coupling structure"
New-York, Mc Graw Hill, 1961
- [38] **J.S. HONG AND M.J. LANCASTER**
"Microstrip filters for RF/microwave applications"
New-York, John Wiley and Sons, 2001
- [39] **L. ZHU, H. BU, KE WU**
"Miniaturized multi pole broadband microstrip bandpass filter concept and verification"
Transactions on EuMC, pp.332-335, 2000
- [40] **Y. TOUTAIN, J.P. COUPEZ, C. PERSON**
"Microstrip miniaturized loop filters with high out of band rejection for future 3G mobile terminals"
IEEE, MTT Symposium Digest, pp.1589-1592, 2001
- [41] **H. LIANG, A. SUTONO, J. LASKAR AND W.R. SMITH**
"Material parameter characterization of multilayer LTCC and implementation of high Q resonators"
IEEE MTT-S Digest, pp.1901-1904, 1999
- [42] **J. HAYASHI AND Y. NIKAWA**
"Improvement of characteristics using cross patch in the LTCC filter"
IEEE MTT-S Digest, pp.531-534, 2003
- [43] **M. RAHMAR, K. SHAMSAIFAR**
"Electronically tunable LTCC based multi layer filter for mobile handset application"
IEEE MTT-S Digest, pp.1767-1770, 2003
- [44] **C.Y. CHANG AND T. ITOH**
"Microwave active filters vased on coupled negative resistance method"
IEEE Transactions on MTT-38, pp.1879-1884, december 1990
- [45] **U. KARACAOGLU, I.D. ROBERTSON, M. GUGLIELMI**
"Microwave bandpass filter using MMIC negative resistance circuit for loss compensation"
IEEE MTT-S Digest, pp.613-616, 1994
- [46] **P. KATZIN, B. BEDARD AND Y. AYASLI**
"Narrow band MMIC filters with automatic tuning and Q-factor control"
IEEE MTT-S Digest, pp.403-406, 1993
-

-
- [47] **M. DELMOND, L. BILLONNET, B. JARRY, P. GUILLON**
"Microwave tunable active filter design in MMIC technology using recursive concept"
IEEE Symposium on Microwave and Millimeter Wave Monolithic Circuit, pp.105-108, 1995
- [48] **R. KAUNISTO, P. ALINIKULA, K. STADIUS AND V. PORRA**
"A low power HBT MMIC filter based on tunable active inductors"
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.7, n°8, pp.209-211, august 1997
- [49] **A. ROMANO AND R.R. MANSOUR**
"Enhanced-Q microstrip band-pass filter with coupled negative resistors"
IEEE MTT-S Digest, pp.709-712, 1997
- [50] **R.B. HAMMOND**
"HTS wireless filters : past, present and future performance"
Microwave Journal, 41, n°10, pp.94-107, 1998
- [51] **J.S. HONG, M.J. LANCASTER, D. JEDAMZIK AND R.B. GREED**
"8 pole superconducting quasi-elliptic function filter for mobile communications application"
IEEE MTT-S Digest, pp.367-370, 1998
- [52] **E.R. SOARES**
"Design and construction of high performances HTS pseudo-elliptic band-stop filters"
IEEE MTT-S Digest, pp.1555-1558, 1999
- [53] **G.C. LIANG, D. ZHANG, C.F. SHIH AND AL**
"High power HTS microstrip filters for wireless communications"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.43, pp.3020-3029, 1995
- [54] **T.M. WELLER, L.P.B. KATEHI AND G.M. REBEIZ**
"High performance microshield line components"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.44, pp.534-543, 1995
- [55] **T.M. WELLER, L.P.B. KATEHI, M.I. HERMAN ET AL**
"New results using membrane supported circuits : a Ka-band power amplifier and surviability testing"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.44, pp.1603-1606, 1996
- [56] **C.Y. CHI AND G.M. REBEIZ**
"Planar microwave and millimeter-wave lumped elements and coupled-line filters using micromachining techniques"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, n°43, pp.730-738, april 1995
- [57] **C.Y. CHI AND G.M. REBEIZ**
"Conductor loss limited stripline resonators and filters"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, n°44, pp.626-630, april 1996
-

-
- [58] **P. BLONDY, A.R. BROWN, D. CROS AND G.M. REBEIZ**
"Low loss micromachined filters for millimeter wave communication systems"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, n°46, pp.2283-2288,
december 1998
- [59] **M. AUBOURG**
"Méthode des éléments finis appliquée à des problèmes de propagation d'ondes
électromagnétiques guidées"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, juillet 1985
- [60] **P. VALADE**
"Développement et mise en œuvre d'outils de CAO électromagnétiques pour la
conception de dispositifs micro-ondes et optiques"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, juin 2000
- [61] **O. PIQUET**
"Les résonateurs diélectriques : application aux domaines optiques et micro-ondes"
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, novembre 2002
- [62] **E. SAINT-ETIENNE**
"Nouvelle filière technologique de circuits microondes coplanaires à faibles pertes et à
faible dispersion sur membrane composite d'oxyde et de nitrure de silicium"
Thèse de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, 1998
- [63] **D.M. POZAR**
"Microwave engineering"
Addison Wesley, Reading, Massachussetts, 1990
- [64] **T.M. WELLER, L.P.B. KATEHI AND G.M. REBEIZ**
"High performance microshield line components"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.43, n°3, pp.534-543,
march 1995
- [65] **J.S. HONG AND M.J. LANCASTER**
"Microstrip filters for RF/Microwave application"
John Wiley and Sons, New-York, 2001
- [66] **D.M. POZAR**
"Microwave engineering"
Addison Wesley Publishing Company Inc., 1990
- [67] **A.R. BROWN**
"High Q integrated micromachined components for a 28 GHz front-end transceiver"
PhD dissertation, University of Michigan, 1999
- [68] **G. HEINEN, R.J. STIERMAN, D. EDWARDS, L. NYE**
"Wire bonds over active circuits"
Proceedings of the Electronic Components and Technology Conference, pp.922-928,
1994
-

- [69] **B. SHU**
"Wire bond development for high pincount surface mount"
Proceeding of the Electronic Components and Technology Conference, pp.890-898, 1992
- [70] **G. BAUMANN, H. RICHTER, A. BAUMGARTNER AND AL**
"51 GHz frontend with flip-chip and wirebond interconnectionx from GaAs MMIC's to a planar patch antenna"
IEEE Symposium Digest on MTT, vol.3, pp.1639-1642, 1995
- [71] **W. HEINRICH, A. JENTZSCH AND G. BAUMANN**
"Millimeter-wave characteristics of flip-chip interconnects for multi-chip modules"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.46, n°2, pp.2264-2268, 1998
- [72] **H.M. GHOUZ AND EL.B. EL-SHARAWY**
"An accurate equivalent circuit model of flip-chip interconnects"
IEEE MTT-S Digest, pp.1827-1830, 1996
- [73] **S.M. WENTWORTH, D.P. NEIKIRK AND C.R. BRAHCE**
"The high frequency characteristics of tape automated bonding (TAB) interconnects"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.12, pp.340-347, september 1989
- [74] **B.A. KOPP AND A.S. FRANCOMACARO**
"Miniaturized stripline circuitry utilizing low temperature cofired ceramic technology"
IEEE MTT Symposium Digest, 1992
- [75] **Y. HUANG AND K.L. WU**
"A broad band integrated LTCC laminated waveguide to metallic waveguide transition"
IEEE MTT Symposium Digest, pp.2237-2240, 2003
- [76] **T.H. LIN AND R.B. WU**
"CPW to waveguide transition with tapered slotline probe"
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol.11, n°7, pp.314-316, july 2001
- [77] **W. MENZEL AND J. KASSNER**
"Millimeter wave 3D integration techniques using LTCC and related multilayer circuits"
EuMC Digest, vol.2, pp.33-36, october 2000
- [78] **S. PINEL, S. CHAKRABORTY, M. ROELLIG AND AL**
"3D integrated LTCC module using micro BGA technology for compact C-band RF front end module"
IEEE MTT Symposium Digest, pp.1553-1556, 2002
- [79] **L.P.B. KATEHI, J.F. HARVEY AND K.J. HERRICK**
"3D integration of RF circuit using Si micro-machined"
IEEE Microwave Magazine, vol.2, Issue 1, pp.30-39, march 2001
-

-
- [80] **H.J. HERRICK, J.G. YOOK AND L.P.B. KATEHI**
"Micro-technology in the development of 3 dimensional circuits"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.46, n°11, pp.1832-1844,
november 1998
- [81] **J.P. RASKIN, G. GAUTHIER, L.P.B. KATEHI AND G.M. REBEIZ**
"W-band single layer vertical transitions"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.48, n°1, pp.161-164,
january 2000
- [82] **J. PAPAPOLYMEROU, J.C. CHENG, J. EAST AND L.P.B. KATEHI**
"A micro-machined high Q X-band resonator"
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.7, n°6, pp.168-170, june 1997
- [83] **L. HARLE AND L.P.B. KATEHI**
"A vertically integrated micro-machined filter"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.50, n°9, pp.2063-2068,
september 2002
- [84] **N. KINAYMAN, C. ESWARAPPA, N. JAIN AND A. BUCKLE**
"A novel surface-mountable millimeter wave band-pass filter"
IEEE Microwave and Components Letters, vol.12, n°3, pp.76-78, march 2002
- [85] **B.A. SHENOUDA, L.W. PEARSON AND J.E. HARRISS**
"Etched-silicon micromachined W band waveguides and horn antennas"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.49, n°4, pp.724-727,
april 2001
- [86] **C.T.C. NGUYEN, L. KATEHI AND G. REBEIZ**
"Micromachined devices for wireless communications"
*Proceedings of the IEEE, Special Issue on Integrated Sensors, micro-machining and
micro-systems*, vol.86, n°8, pp.1756-1768, 1998
- [87] **S. PERROT, C. PERSON, C. QUENDO AND M. NEY**
"Low cast millimeter wave aperture coupled antenna array on polymer membrane
substrate"
Proceedings of International Microwave Symposium, 2000
- [88] **J. PAPAPOLYMEROU, R.F. DRAYTON, L.P.B. KATEHI**
"Micromachined patch antennas"
IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.46, pp.275-283, february 1998
- [89] **R. WEIGEL, D.P. MORGAN AND AL**
"Microwave acoustic materials, devices and applications"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.50, n°3, pp.738-749,
march 2002
- [90] **R.C. RUBY, P. BRADLEY, Y. OSHMYANSKY AND A. CHIEN**
"Thin film bulk wave acoustic resonators (FBAR) for wireless applications"
IEEE Ultrasonics Symposium, pp.813-821; 2001
-

-
- [91] **P. FERRAND, M. CHATRAS, D. BAILLARGEAT ET AL**
"A novel compact quasi planar silicon filter at 45 GHz based on metallic periodic structure"
Symposium on EuMC, Munich, october 2003
- [92] **D. MERCIER, M. CHATRAS, J.C. ORLIANGES AND AL**
"A micromachined tunable cavity resonator"
Symposium on EuMC, Munich, october 2003
- [93] **K. GRENIER, P. PONS, R. PLANA AND J. GRAFFEUIL**
"Bulk silicon micromachined MEM switches for millimeter wave applications"
Symposium on EuMC, Londres, september 2001
- [94] **A. MARGOMENOS, D. PEROULIS, K.J. HERRICK AND L.P.B. KATEHI**
"Silicon micromachined packages for RF MEMS switches"
Symposium on EuMC, Londres, september 2001
- [95] **S. BILA, D. BARIANT, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, P. GULLON**
"Direct global electromagnetic optimization of microwave filters"
Workshop on State of the Art Filter Design using Electromagnetic and Circuit Simulation Techniques, IMS, Phoenix, USA, may 2001
- [96] **J. BATTUT**
"Filcav – Manuel Utilisateur"
Document CNES, octobre 1998
- [97] **L. BARATCHART, J. GRIMM, J. LEBLOND, M. OLIVI, F. SEYFERT AND F. WIELOUSKY**
"Identifying a hyperfrequency filter by approximation in the complex domain"
Rapport Technique, INRIA, n°219, mars 1998
-

BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE

- [1] **P. BLONDY, M. CHATRAS, D. MERCIER ET AL**
"Tunable RF MEMS resonators and filters"
Symposium New Technologies for RF Circuits, Edimbourg, octobre 2000
 - [2] **M. CHATRAS, P. BLONDY, D. CROS ET AL**
"Conception d'un filtre passe-bande micro-usiné avec insertion des accès coplanaires"
Journées Nationales Microondes, Poitiers, mai 2001
 - [3] **M. CHATRAS, P. BLONDY, D. CROS ET AL**
"Design of a micromachined band-pass filter with insertion of the coplanar accesses in the resonator"
European Microwave Conference, London, octobre 2001
 - [4] **M. CHATRAS, P. BLONDY, D. CROS**
"Filtres planaires micro-usinés faible bande avec intégration en surface"
Journées Nationales Microondes, Lille, mai 2003
 - [5] **M. CHATRAS, P. BLONDY, O. VENDIER, J.L. CAZAUX**
"A surface mountable membrane supported filter"
4th Round Table on Micro/Nano Technologies for Space, ESA, The Netherlands, mai 2003
 - [6] **M. CHATRAS, P. BLONDY, D. CROS, O. VENDIER ET AL.**
"Narrow band micro-machined bandpass filter and a surface mountable topology"
European Microwave Conference, Munich, October 2003
 - [7] **D. MERCIER, M. CHATRAS, J.C. ORLIANGES ET AL.**
"A micro-machined tunable cavity resonator"
European Microwave Conference, Munich, Octobre 2003
 - [8] **P. FERRAND, M. CHATRAS, D. BAILLARGEAT ET AL.**
"A novel compact quasi planar silicon filter at 45 GHz based on metallic periodic structure"
European Microwave Conference, Munich, October 2003
 - [9] **M. CHATRAS, P. BLONDY, D. CROS, O. VENDIER, J.L. CAZAUX**
"A surface mountable membrane supported filter"
A paraître IEEE "Microwave Wireless Components Letters"
-