HAL
open science

Contribution à la mise en oeuvre de fonctions accordables à MEMs RF en bade millimétrique sur silicium

Than-Mai Vu

To cite this version:

Than-Mai Vu. Contribution à la mise en oeuvre de fonctions accordables à MEMs RF en bade millimétrique sur silicium. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2010. Français. NNT : . tel-00525078

HAL Id: tel-00525078

https://theses.hal.science/tel-00525078

Submitted on 11 Oct 2010

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

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

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par *l'Université Toulouse III - Paul Sabatier*
Discipline ou spécialité : *Micro-Ondes Electromagnetisme et Optoélectronique*

Présentée et soutenue par *Thanh Mai VU*
Le *30 Avril 2010*

Titre : *Contribution à la mise en œuvre de fonctions accordables à MEMS RF en bande millimétrique sur silicium*

JURY
M. Robert PLANA (Directeur de Thèse), Professeur, LAAS, Toulouse
M. Gaëtan PRIGENT (Co-directeur de Thèse), Maître de Conférences, LAPLACE, Toulouse
M. Henri HAPPY (Rapporteur), Professeur, IEMN, Lille
M. Eric RIUS (Rapporteur), Professeur, LABSTICC, Brest
M. Philippe FERRARI, Professeur, IMEP-LAHC, Grenoble
M. Jean-Louis CAZAUX, Ingénieur (HDR), Thales Alenia Space, Toulouse
M. Arnaud POTHIER, Chargé de recherches CNRS, XLIM, Limoges
M. Patrick PONS, Chargé de recherches CNRS, LAAS, Toulouse

Ecole doctorale : *Ecole Doctorale Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)*
Unité de recherche : *Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS)*
Directeur(s) de Thèse : *M. Robert PLANA R, M. Gaëtan PRIGENT*
Rapporteurs : *M. Henri HAPPY, M. Eric RIUS*

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués au sein du groupe MINC au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS-CNRS). Je tiens dans un premier temps à remercier Monsieur Malik GHALLAB, ancien directeur du laboratoire, ainsi que Monsieur Raja CHATILA, directeur actuel, de m'avoir accueilli et permis de réaliser ces travaux.

Je tiens à remercier Monsieur Philippe FERRARI, Professeur à l'IMEP-LAHC à Grenoble, de m'avoir fait l'honneur de présider ce jury.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Henri HAPPY, Professeur à l'IEMN de l'Université de Lille 1, pour avoir accepté d'être rapporteur de ma thèse ainsi que sa disponibilité pour la date de soutenance.

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur Eric RIUS, Professeur au LABSTICC de l'Université de Brest, qui m'a fait l'honneur d'accepter d'être rapporteur de ces travaux. Merci à ses remarques détaillés qui m'ont aidé d'améliorer la qualité de la thèse et ont montré ses intérêts profonds à ces travaux.

Je tiens à remercier Monsieur Jean-Louis CAZAUX, Ingénieur à Thales Alénia Space, pour avoir examiné mes travaux de thèse. Merci pour ses remarques judicieuses sur les préoccupations et l'application industrielles de mes travaux de thèse.

J'exprime mes grands remerciements à Monsieur Arnaud POTHIER, Chargé de recherche CNRS à l'Institut de Recherche XLIM de Limoges, d'avoir examiné ces travaux. Ses remarques judicieuses et sa forte connaissance dans le domaine de MEMS m'ont beaucoup aidé à comprendre mieux les problématiques de mon travail de thèse.

Je souhaite aussi remercier Monsieur Patrick PONS, Chargé de recherche CNRS, d'avoir accepté d'être examinateur. Merci à ses remarques en petit détail et aussi ses conseils dès le début de ma thèse.

Je remercie vivement Monsieur Robert PLANA, Professeur à l'Université Paul Sabatier de Toulouse, d'avoir accepté de diriger cette thèse. Je n'oublierais jamais notre première rencontre dans le couloir du LAAS, quand il s'est présenté : « Bonjour, je suis Robert PLANA » ce qui m'a fait une grande surprise car je l'avais vu déjà mais je ne savais pas que c'était Robert, mon directeur de thèse… Je le remercie pour son arrangement pour que je puisse continuer la recherche au LAAS suite au départ précipité de mes encadrants ainsi que sa confiance de me laisser travailler dans la salle blanche.

J'exprime mon énorme remerciement à Monsieur Gaëtan PRIGENT, Maître de Conférences à l'ENSEEIHT, d'avoir accepté de m'encadrer dans ce moment difficile. Ses fortes connaissances dans le domaine de filtrage, les simulations et sa patience de participer à comprendre et résoudre les problématiques technologiques ont contribué au succès de ces travaux de thèse. Sa compétence ainsi que sa sympathie, sa patience et son enthousiasme m'ont touché énormément. Merci pour tout …

Je tiens également à remercier Monsieur David DUBUC et Madame Katia GRENIER, mes co-directeurs de thèse pour les quatre premiers mois de thèse, qui m'avaient accueilli au sein du laboratoire. Je n'oublie pas leur enthousiasme pour m'aider à faire les dossiers administratifs. Merci pour les explications théoriques ainsi que le travail en salle blanche.

Mes remerciements vont à l'équipe TEAM, en particulier à Christina et Stéphane pour les conseils de fabrication, à Laurent pour sa disponibilité surtout pour le premier RUN. Merci l'équipe de métallisation : Ludo, Sébastien et Mathieu pour ses gentillesses et ses travails efficaces. Je n'oublie pas Boubou gentil pour les dépôts de nitrure ainsi que son aide à n'importe quel moment. Merci Franck pour ses conseils, j'admire sa forte expérience sur les MEB. Merci Pierre-François pour les masques, Samuel et David Colin pour les découpes de wafer et Pascal pour la gravure. Je remercie également les collègues de la salle blanche pour leur amitié et le partage d'expérience : Pierre, Michel, Jeff, Isaac…

Merci l'équipe de caractérisation, Laurent pour les conseils et Alexandre pour sa patience pour les mesures qui durent longtemps.

J'adresse également mes remerciements aux permanents du groupe MINC : Fabio, Daniela, Hervé, Antony et Dimitri pour leur gentillesse. Merci à Brigitte pour ses compétences et son efficacité pour les réservations et pour toujours nous faire profiter des petits gâteaux.

Je ne peux évidemment pas oublier mes premiers collègues de bureau : Chloé (la plus gentille de bureau), Sébastien (le Corse qui aime bien les commerces), Nhut (une tête vietnamienne mais ne parle pas vietnamienne), Thibault (blaps blaps trop vite), Aubin (amoureux de son PC), Vincent (un bon pêcheur mais il faut couper tes cheveux) et Mike (chef des soirées « Feuerzangenbowle »). Je n'oublie jamais les collègues avec qui j'ai beaucoup de souvenirs : Jason (chef de barbecue et de rhum… mon expert de mesures…), Hikmat (monsieur le blanc, très fortes connaissances de COMSOL), Tonio (faire attention à ce Sarde, il peut discuter des heures pour trouver des solutions), Fadi (qui se plaint tout le temps), Aamir (mon collègue niçois – un vrai romantique), Euloge (victime de la mode), Badreddine (jamais content), Mariano (chef de tiramisu), Nuria (chef de tortilla), Silvia (deuxième chef de tiramisu) et Giancarlo (amoureux des gâteaux). Je tiens à remercier les autres collègues pour vos humours, votre amitié et votre gentillesse : Franck (magicien), Heba, Ali Ahmed, Julien (victime de voyage), Momo, Dariga, Fabienne (ce n'est pas une légende les bretons aiment la fête), Hicham, Dina, Patricia, Medhi, Guillaume, Farooq, Abdoulaye, Ali, Usama, Mihai, Sami, Sofiene, Thomas…

Un grand merci à mes parents qui m'ont soutenue tout au long de mon parcours scolaire, à ma deuxième famille en France avec leur support silencieux mais plein d'amour…

Enfin, je veux remercier encore de tout mon cœur mon Gaëtan (du côté familial), pour ton soutien permanent durant ces trois années de thèse, du boulot à la vie quotidienne. Quel bonheur de te connaître, de penser à agrandir notre petite famille dans l'avenir… Je souris chaque fois je pense à toi !!!

TABLES DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE 3

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DU FILTRAGE MICROONDE RECONFIGURABLE 9

I.1. INTRODUCTION 9

I.2. THEORIE GENERALE DU FILTRE 11

I.2.1. Définition du filtrage 11

I.2.2. Approximations 12

I.2.2.1. Approximation de Butterworth 12

I.2.2.2. Approximation de Tchebychev 13

I.2.2.3. Approximation d'Elliptique 15

I.2.3. Transformations d'un filtre en éléments localisés à un filtre en éléments distribués 16

I.2.3.1. Transformation de Richard 16

I.2.3.2. Identités de Kuroda 17

I.2.3.3. Inverseurs d'impédance K et d'admittance J 18

I.3. CRITERES DE CHOIX DES TOPOLOGIES DE FILTRE PASSE BANDE 20

I.3.1. Les filtres à large bande et à bande moyenne 20

1.3.1.1. Topologie de filtre à stubs 20

1.3.1.2. Topologie de filtre à stubs repliés 21

I.3.2. Les filtres à bande étroite 22

1.3.2.1. Le filtre à lignes couplées quart d'onde 22

1.3.2.2. Le filtre en anneau 22

1.3.2.3. Le filtre DBR (Dual Behavior Resonator) 23

1.3.2.4. Autres filtres à bande étroite 24

I.4. CRITERES DE CHOIX TECHNOLOGIQUE POUR LES FILTRES MICROONDES 26

I.4.1. Les technologies volumiques 26

I.4.2. Les technologies acoustiques 28

I.4.2.1. La technologie SAW (Surface Acoustic Wave) 28

I.4.2.2. La technologie BAW (Bulk Acoustic Wave) 29

I.4.3. Les technologies planaires 30
I.4.3.1. La technologie microruban 31
I.4.3.2. La technologie coplanaire 31
I.4.3.3. La technologie multicouche / multi-technologies 33
I.4.4. La filière HTS (High Temperature Superconducting) 34

I.5. ROLE DE FILTRE ACCORDABLE DANS LE SYSTEME DE TELECOMMUNICATION A HYPERFREQUENCE 35

I.6. CRITIERES DE CHOIX TECHNOLOGIQUE POUR DES FONCTIONS MICROONDES RECONFIGURABLES 36
I.6.1. Semiconducteurs 36
I.6.2. Les matériaux à permittivité variable 37
I.6.3. Les matériaux magnétiques 39
I.6.4. Le contrôle optique 40
I.6.5. La technologie MEMS 41

I.7. CONCLUSION 45

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I 47

CHAPITRE II : ETUDES DES FILIERES TECHNOLOGIQUES POUR LES FILTRES PASSE BANDE DANS LA BANDE W..... 59

II.1. INTRODUCTION 59

II.2. FILIERES TECHNOLOGIES PLANAIRES 60

II.2.1. Filière technologie sur GaAs (Arséniure de Gallium)..... 60

II.2.2. Filières technologiques sur Si (Silicium) 61

II.2.3. Technologie membrane sur silicium..... 61

II.2.4. Filière technologique à base de silicium 62

II.2.5. Conclusion..... 63

II.3. TECHNOLOGIE MEMBRANE POUR APPLICATION EN BANDE W (75 GHZ – 110 GHZ) 63

II.3.1. Dimensionnement optimal des lignes coplanaires..... 63

II.3.1.1. La distance inter masse 65

II.3.1.2. Le rapport w/d 66

II.3.1.3. L'épaisseur de métallisation..... 66

II.3.2. Problématique aux hautes fréquences..... 67

II.3.3. Technologie membrane sur silicium..... 68

II.3.3.1. Propriétés de la membrane..... 68

II.3.3.2. Procédé de la technologie membrane..... 69

II.3.4. Mise en œuvre des dispositifs dans la bande W 76

II.3.4.1. Application aux filtres large bande 76

II.3.4.2. Application aux filtres faible bande..... 79

II.3.5. Conclusion..... 82

II.4. TECHNOLOGIE BCB SUR SILICIUM..... 83

II.4.1. Etudes du matériau BCB..... 83

II.4.1.1. Propriétés du matériau BCB..... 83

II.4.1.2. Etude de l'épaisseur du BCB 84

II.4.2. Choix de la technologie d'implantation sur Si-BCB..... 84

II.4.2.1. Ligne coplanaire..... 84

II.4.2.2. Ligne micro-ruban 85

II.4.3. Problématiques de 20µm-BCB technologie et les solutions 86

II.4.3.1. Etudes de contrainte sur 20µm-BCB..... 86

II.4.3.2. Procédé technologique initial pour un dépôt de 20µm de BCB..... 87

II.4.3.3. Analyse et améliorations de la filière BCB-20µm 89

II.4.4. Procédé technologique de BCB-20µm avec trous-métallisés..... 91

II.4.5. Mise en œuvre des dispositifs dans la bande W 95
II.4.5.1. Application aux filtres large bande 95
II.4.5.2. Application aux filtres faible bande 97
II.4.6. Comparaisons et conclusion 99

II.5. CONCLUSION 100

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II 101

CHAPITRE III : SYNTHESES DE FILTRES ACCORDABLES EN FREQUENCE CENTRALE 111

III.1. INTRODUCTION 111

III.2. FONCTION ACCORDABLE 113

III.2.1. Fonction accordable en fréquence 113

III.2.2. Fonction accordable en bande passante 114

III.2.3. Conservation des performances électriques 116

III.3. FILTRE EN ANNEAU 117

III.3.1. Topologie et synthèse d'un filtre en anneau 117

III.3.2. Synthèse du filtre en anneau accordable 119

III.3.3. Application de la synthèse pour un filtre accordable 124

III.3.4. Conclusion 126

III.4. DBR MODIFIE 126

III.4.1. Topologie et synthèse d'un DBR modifié 126

III.4.1.1. Synthèse générale 128

III.4.1.2. Simplification des résonateurs 130

III.4.1.3. Renforcement de synthèse 131

III.4.1.4. Conception du filtre à la base de résonateur 137

III.4.2. Synthèse de la topologie DBR modifiée accordable 137

III.4.2.1. Synthèse du DBR modifié accordable 138

III.4.2.2. Amélioration de topologie DBR modifiée accordable 141

III.4.3. Conclusion 143

III.5. CONCLUSION 143

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III 145

CHAPITRE IV : MEMS RF ET APPLICATION DANS LE DOMAINE MILLIMETRIQUE 151

IV.1. INTRODUCTION 151

IV.2. MEMS RF POUR APPLICATION EN BANDE MILLIMETRIQUE 152

IV.2.1. MEMS et ses applications 152

IV.2.2. Topologies des MEMS 153

IV.2.2.1. MEMs de type pont 154

IV.2.2.2. MEMs de type cantilever 157

IV.3. ETUDE DE MEMS ADAPTE A LA TOPOLOGIE DE DBR MODIFIE ACCORDABLE 159

IV.3.1. Choix de topologie de MEMs RF 160

IV.3.1.1. Choix de la géométrie 160

IV.3.1.2. Choix de type de contact 160

IV.3.2. Design du MEMs 162

IV.3.2.1. Conception d'un cantilever à contact ohmique 162

IV.3.2.2. Choix de dimensionnement 163

IV. 4. SIMULATION DU MEMS 168

IV.4.1. Simulation électromagnétique 168

IV.4.2. Simulation électromécanique 170

IV. 5. FABRICATION DU MEMS 171

IV.5.1. Premier procédé de fabrication 171

IV.5.2. Observation et modification du procédé technologique 176

IV.5.3. Modifications apportées pour le MEMs 180

IV. 6. CARACTERISATION DU MEMS 181

IV.6.1. Description des stations de mesure 181

IV.6.1.1. Mesure de paramètres S sous pointes 181

IV.6.1.2. Caractérisations en fiabilité du MEMs RF 182

IV.6.2. Caractérisation du cantilever 183

IV.6.2.1. Paramètres S 183

IV.6.2.2. Paramètres de la fiabilité 184

IV.6.2.3. Test de cyclage 184

IV.6.3. Conclusion 185

IV.7. RESONATEUR RECONFIGURABLE 186

IV.7.1. Simulation du résonateur DBR modifié reconfigurable 186

IV.7.1.1. DBR modifié avec intégration de MEMs 186

IV.7.1.2. Réseau de polarisation 187

IV.7.1.3. DBR modifié reconfigurable avec le réseau de polarisation 188

IV.7.2. Caractérisation du résonateur reconfigurable 189

IV.7.2.1. Résonateur sans réseau de polarisation 189

IV.7.2.2. Résonateur avec réseau de polarisation 191

IV.7.3. Modifications apportées pour le résonateur reconfigurable..... 194

IV.8. CONCLUSION 197

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE IV 199

CONCLUSION GENERALE 205

ANNEXES :

ANNEXE A : SYNTHESE DU FILTRE A STUBS 211

ANNEXE B : SYNTHESE DU FILTRE A LIGNES COUPLEES QUART D'ONDE 213

ANNEXE C : SYNTHESE DU FILTRE COMBLINE 215

ANNEXE D : SYNTHESE DU FILTRE INTERDIGITE 219

ANNEXE E : TECHNOLOGIE MEMBRANE - PROCEDE TECHNOLOGIQUE 223

ANNEXE F : TECHNOLOGIE BCB SUR SI - PROCEDE TECHNOLOGIQUE 225

BIBLIOGRAPHIE DES ANNEXES 227

LISTE DES TRAVAUX 231

Introduction

INTRODUCTION GENERALE

Auparavant réservées aux applications militaires, les systèmes de télécommunication hyperfréquences ont vu leur spectre d'applications se diversifier. Les récents développements scientifiques et technologiques ont engendré des besoins émergents de systèmes de communication et d'information tels que la téléphonie mobile, les réseaux indoor, l'internet, la télévision numérique par satellite. Avec l'augmentation sans cesse grandissante du nombre d'utilisateurs du spectre de fréquence, les bandes de fréquences libres se sont raréfiées conduisant à une gestion rationnelle de la bande microonde et une augmentation progressive des fréquences de fonctionnement. Par conséquent, les éléments d'extrémité des systèmes de télécommunication ont vu leurs contraintes croîtrent en termes de performances électriques (sélectivité, pertes), d'encombrement, de poids et de coût de production. De plus, avec la généralisation des systèmes multi-fonction et, par conséquent, multinormes, de nouvelles contraintes sont apparues. En effet, une gestion utilisant une chaîne dédiée à chaque norme conduit inévitablement à une augmentation de l'encombrement des systèmes et du coût de production. Une alternative consiste à multiplier le nombre de composants pouvant répondre à l'ensemble des normes. On parle alors de composants reconfigurables dont les caractéristiques électriques (bandes passantes ou atténuées, fréquences) sont contrôlées par une commande extérieure. Ainsi, on réduit le nombre d'éléments constitutifs du système.

Néanmoins, la mise en œuvre de tels systèmes, si elle autorise une réduction du coût de production, augmente le coût de conception tant il est difficile de les concevoir. En effet, la maîtrise de conception pour des fonctions à gabarits figés en fréquence reste actuellement un point critique, notamment lorsque les sélectivités sont importantes. Ces difficultés de conception sont accrues dès lors que l'on souhaite réaliser des fonctions satisfaisant plusieurs gabarits.

C'est dans ce contexte que s'inscrivent ces travaux de thèse, dont l'objectif est la mise en œuvre de filtres accordables en fréquence dans les bandes millimétrique et sub-millimétrique. Dans cette gamme de fréquence, nous sommes confrontés à des difficultés d'ordre technologique. En effet, compte tenu des longueurs d'ondes mises en jeu, la dispersion technologique doit être la plus faible possible pour assurer le bon fonctionnement du dispositif. De plus, pour des raisons analogues, la mise en œuvre de tels dispositifs

impose une bonne maîtrise de conception. Il convient donc de mettre en œuvre des topologies innovantes favorisant l'accordabilité en fréquence dont les caractéristiques électriques sont maîtrisées en simulation. Cette étape passe d'abord par un travail sur les synthèses qui elles aussi devront être « reconfigurables », c'est-à-dire qu'elles intégreront l'élément d'accord. L'aspect technologique sera alors abordé pour déterminer la meilleure technologie répondant aux besoins de la fonction. Un travail sur la fiabilisation de la filière technologique est à mener pour s'acquitter des problèmes de dispersion.

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré à un état de l'art du filtrage microonde reconfigurable. Nous rappellerons les principes de base du filtrage et quelques éléments de synthèse de filtre. Nous présentons les topologies de filtre les plus utilisées pour la conception de filtres passe-bande qu'ils soient large bande ou à bande étroite. La mise en œuvre technologique de la fonction de filtrage est alors envisagée. Nous présentons les grandes filières technologiques volumiques ou planaires pour en dégager leurs avantages et inconvénients. Une fois cette analyse faite, nous nous intéresserons à la mise en œuvre des fonctions accordables en focalisant notre attention sur l'aspect technologie de réalisation de l'élément d'accord en fréquence. A l'issu de cette étude préliminaire nous aurons dégagé des pistes d'investigation tant topologiques que technologiques : le filtrage planaire utilisant des MEMS-RF.

Dans le deuxième chapitre nous cherchons à déterminer la meilleure filière technologique répondant à nos besoins en bande millimétrique. Compte tenu des performances observées dans d'autres gammes de fréquence nous étudions tout d'abord la filière membrane sur substrat de silicium, puis la filière BCB (BenzoCycloButene). Une comparaison des performances de ces filières technologiques développées au LAAS et appliquées à la mise en œuvre de filtres planaires en bande W (75 GHz – 110 GHz) nous permettra d'établir un choix technologique pour l'ensemble de notre étude. Compte tenu de la souplesse de conception en termes de gamme d'impédance et de bande-passante accessibles, mais aussi des performances électriques et de la facilité d'intégration, notre choix sera l'utilisation de la filière Si-BCB. Des améliorations seront apportées à cette filière pour fiabiliser la mise en œuvre de structures planaires TFMS (Thin Film Microstrip).

Une fois la filière technologique choisie et validée en bande W, nous nous intéressons dans le chapitre III à la détermination de la topologie de filtre la plus à même d'assurer l'accordabilité. Deux topologies sont envisagées : la topologie en anneau et le filtre DBR (Dual Behavior Resonator). La première est une topologie pseudo-elliptique permettant une modification de la fréquence centrale par l'intégration d'éléments d'accord dont les valeurs sont déterminées par la synthèse. Pour la deuxième topologie, afin de lui conférer un

caractère accordable, nous modifions la topologie initiale du résonateur et proposons une synthèse permettant de déterminer les valeurs et positions optimales des éléments d'accord. Ces deux structures permettent une grande excursion en fréquence tout en assurant un excellent niveau d'adaptation. Néanmoins, compte tenu des difficultés de mise en œuvre et de la flexibilité de conception nous arrêterons notre choix sur le résonateur DBR modifié.

Le dernier chapitre sera consacré à la mise en œuvre de l'élément d'accord. Nous déterminerons la géométrie du MEMS permettant d'assurer le bon fonctionnement du filtre développé au chapitre III. Cette structure sera réalisée sur la base de la filière Si-BCB et caractérisée en termes de fiabilité et de tension d'actionnement. Le procédé technologique permettant la réalisation du MEMS sera présenté et des solutions sont proposées pour fiabiliser cette filière. Le MEMS sera ensuite implanté dans le filtre. Les résultats expérimentaux valideront tant les concepts topologiques que la mise en œuvre technologique.

Chapitre I

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DU FILTRAGE MICROONDE RECONFIGURABLE

I.1. INTRODUCTION

L'émergence d'applications telles que les communications inter-satellites, les réseaux de communication haut débit, l'imagerie micro-ondes, la radiométrie a engendré des besoins dans les bandes de fréquence millimétriques et submillimétriques. Les filtres doivent désormais répondre à des contraintes de plus en plus drastiques en termes de sélectivité (bande passante, réjection), de pertes, d'encombrement et de coût de production. Les contraintes sont d'autant plus difficiles à tenir que la fréquence augmente, compte tenu des faibles longueurs d'ondes mises en jeu dans ces gammes de fréquence.

De plus, les systèmes actuels doivent être multifonction et répondre à des besoins multinormes. Les solutions consistant à multiplier les chaînes de réception et à commuter le signal en fonction des signaux à traiter sont contraires aux objectifs de réduction de coût et d'encombrement. C'est pourquoi, on a vu ces derniers temps se multiplier les études visant à rendre multinormes l'ensemble des éléments constitutifs des chaînes d'émission/réception. L'une des solutions possible est de créer des composants multi-bande, mais ces solutions peuvent conduire à des effets néfastes notamment lorsque les bandes sont proches (perte de sélectivité). Une alternative consiste à utiliser des fonctions accordables dont les caractéristiques électriques (sélectivité, bande passante, fréquence) peuvent être modifiables sous l'effet d'une commande extérieure. L'utilisation de ces systèmes doit permettre d'améliorer les performances globales du système.

La conception de filtres reconfigurables en bande millimétrique est basée sur trois critères principaux : le choix d'une topologie de filtre favorisant l'accordabilité en fréquence, une technologie fiable et peu dispersive pour réponde aux contraintes liées à la gamme de fréquence, le choix d'une technologie pour la réalisation de l'élément assurant l'accord en fréquence.

Dans ce chapitre nous traiterons ces trois aspects. Nous commencerons par présenter les concepts de base du filtrage microonde et quelques éléments de synthèse. Nous présentons également différentes topologies de filtre et les synthèses associées pour adresser des fonctions de type passe-bande qu'elles soient large bande ou bande étroite.

Une fois la topologie fixée, nous devons faire un choix pour l'implantation technologique de notre dispositif. Nous présentons dans une deuxième partie les technologies classiques planaires et volumiques ainsi que leur domaine d'application.

Enfin nous présentons quelques unes des possibilités technologiques pour assurer l'accord en fréquence : par matériaux à caractéristiques électriques variables, à base de composants actifs ou de MEMS.

A l'issue de ces différentes parties nous arrêterons un choix sur les techniques mises en œuvre pour la réalisation de nos fonctions accordables.

I.2. THEORIE GENERALE DU FILTRE

I.2.1. Définition du filtrage :

Le filtrage d'un signal est défini par l'action de séparer la composante utile d'un signal de la composante inutile. Les filtres sont séparés en quatre catégories : passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande. La Figure I.1 illustre le gabarit du filtre idéal pour chacune de ces catégories.

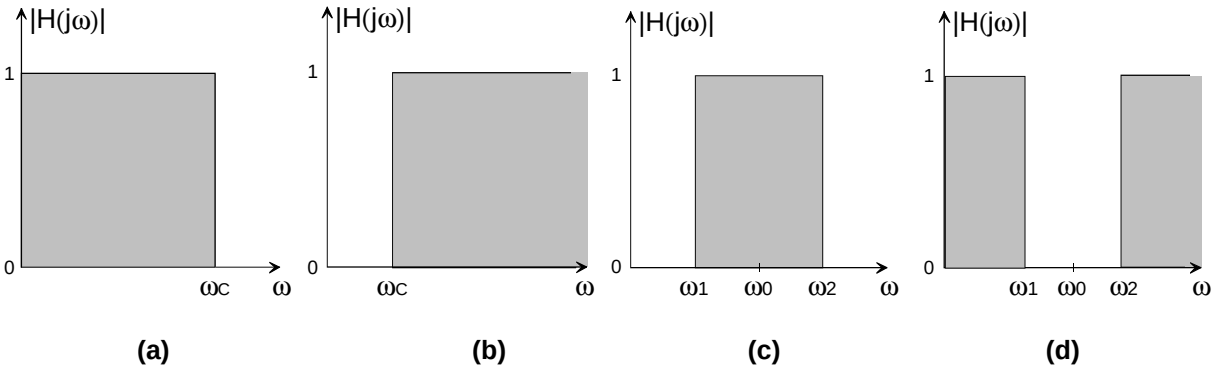
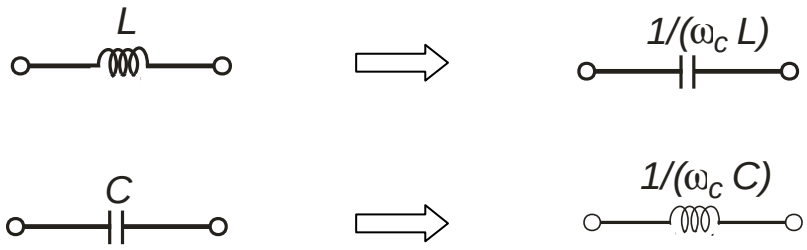


Figure I.1 : Gabarit des filtres idéaux : (a) passe-bas, (b) passe-haut, (c) passe-bande et (d) coupe-bande

Tous les filtres passe-haut, passe-bande et coupe-bande peuvent être obtenus à partir de filtre passe-bas normalisé via des transformations de fréquence [1].

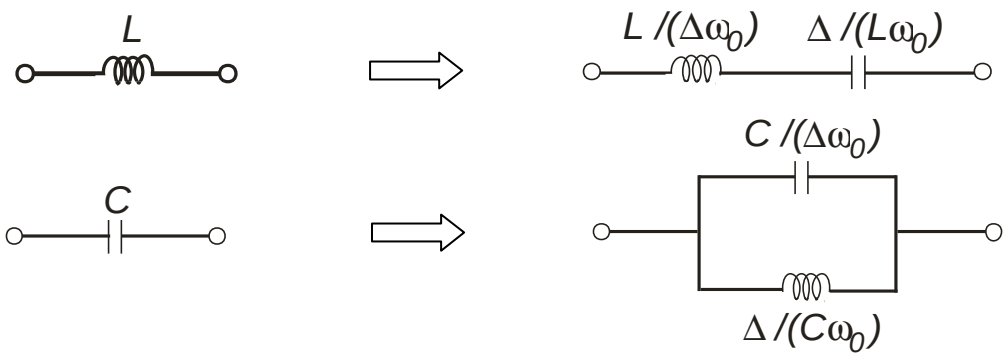
En effet, un filtre passe-bas est constitué de deux éléments : inductance et capacité. Donc, les réseaux LC des filtres (passe-haut, passe-bande, coupe-bande) se déduisent du prototype passe-bas par une simple transformation en fréquence.

a/ Transformation passe-bas à passe-haut :



avec ω_c est la pulsation de coupure.

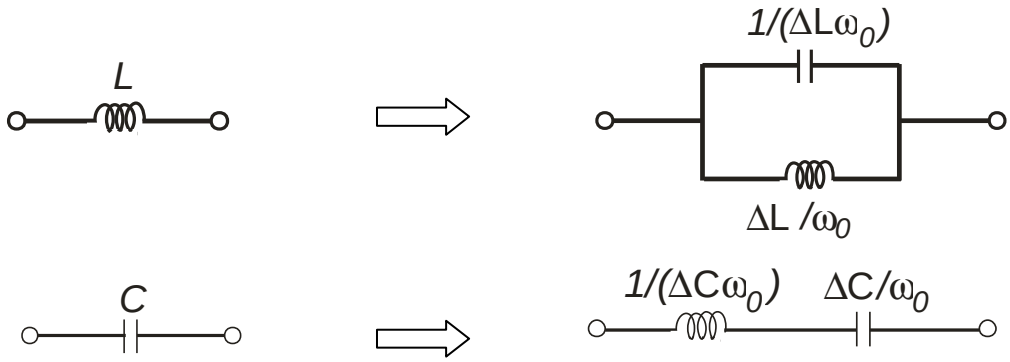
b/ Transformation passe-bas à passe-bande :



où ω_0 est la pulsation centrale, ω_1 : la pulsation de coupure basse, ω_2 : la pulsation de coupure haute, donc : $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$: la bande passante fractionnelle.

c/ Transformation passe-bas à coupe-bande :



I.2.2. Approximations :

Le filtre idéal est irréalisable à cause de l'antagonisme entre la phase et l'amplitude. En effet, la réalisation d'un filtre idéal en amplitude et en phase ne satisfait pas au principe de causalité [2] et à la relation de Bayard-Bode [3]. Il faut donc définir une fonction d'approximation soit en amplitude soit en phase. De plus, en considérant les contraintes importantes imposées sur l'amplitude dans les systèmes actuels en termes de pertes et de réjection, seules les approximations en amplitude sont considérées [4].

Il existe trois approximations principales : Butterworth, Tchebychev et Elliptique.

I.2.2.1. Approximation de Butterworth :

Cette approximation fournit une réponse en bande passante la plus plate possible. Pour un filtre passe-bas, la réponse en amplitude est spécifiée par le coefficient de transmission :

$$\left|S_{12}(j\omega)\right|^2 = \frac{1}{1+\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)^{2N}} \qquad \text{(I.1)}$$

où N est l'ordre du filtre et ω_C est la pulsation de coupure.

$$S_{12dB} = 20\log_{10}\left|S_{12}\right| \qquad \text{(I.2)}$$

Pour de tels filtres, l'atténuation devient vite très faible pour $\omega < \omega_C$ et augmente rapidement dès que $\omega > \omega_C$. L'atténuation (en dB) pour cette approximation est définie par :

$$\alpha_{dB} = 10\log_{10}\left[1+\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)^{2N}\right] \qquad \text{(I.3)}$$

A la pulsation de coupure ω_C, l'atténuation est de 3 dB. On constate que l'atténuation du filtre est d'autant plus élevé que l'ordre du filtre augmente (Figure I.2). Une telle réponse constitue une bonne approximation en amplitude du filtre passe-bas idéal dans la mesure où l'ordre du filtre est élevé.

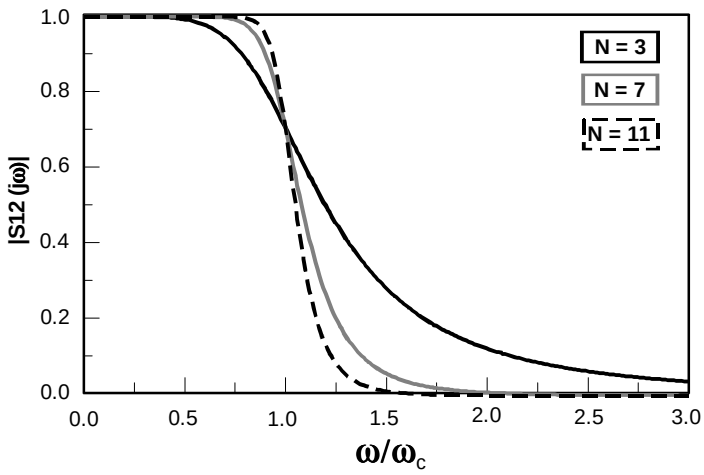


Figure I.2 : Réponse d'un filtre de Butterworth pour différents ordres

I.2.2.2. Approximation de Tchebychev :

Cette approximation fournit une ondulation en bande passante mais aussi une coupure plus nette par rapport à l'approximation de Butterworth. Pour un filtre passe-bas, la réponse en amplitude est spécifiée par le coefficient de transmission :

$$\left|S_{12}(j\omega)\right|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 T_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)} \qquad \text{(I.4)}$$

où ε représente l'erreur maximale dans la bande passante (ou ondulation), et $T_N(\omega)$ le polynôme de Tchebychev d'ordre N, tels que :

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{Lar}{10}} - 1}$$

(I.5)

avec *Lar* l'ondulation maximale dans la bande passante exprimée en dB.

$$T_N(\omega) = \begin{cases} \cos\left(N\cos^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)\right) & \text{si } \omega \le \omega_C \\ \cosh\left(N\cosh^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)\right) & \text{si } \omega \ge \omega_C \end{cases} \qquad \text{(I.6)}$$

Une telle fonction d'approximation trouve son intérêt dans la possibilité de fixer l'erreur maximale dans la bande passante (Figure I.3). De plus, selon le niveau d'erreur toléré dans la bande passante, il est possible d'obtenir des niveaux importants de réjection dans la bande atténuée sans pour autant augmenter l'ordre du filtre (Figure I.4).

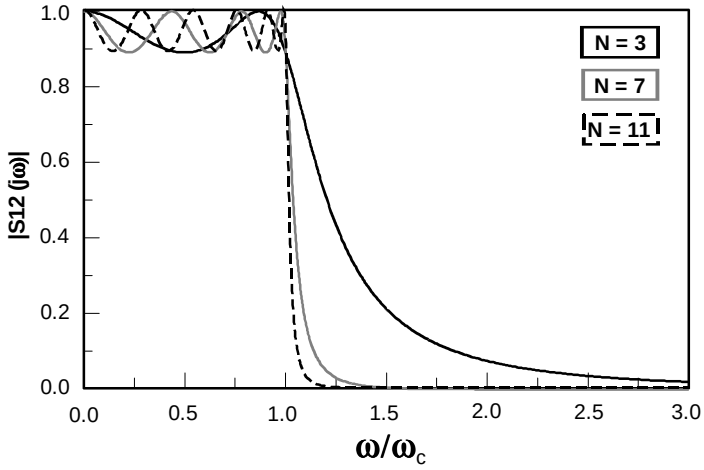


Figure I.3 : Réponse d'un filtre de Tchebychev pour différents ordres avec Lar = 0.05 dB

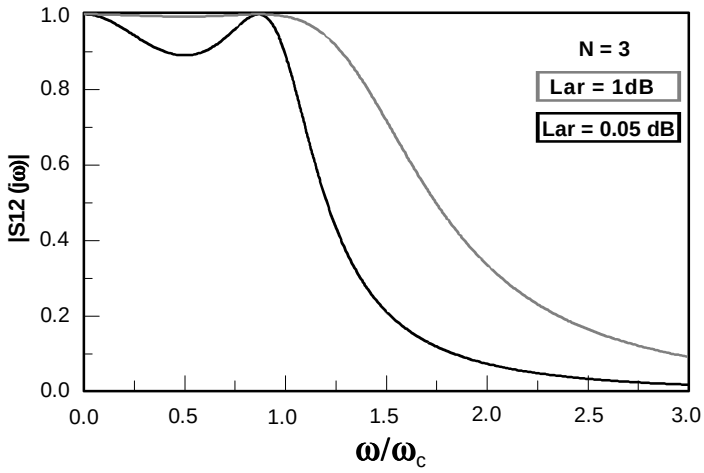


Figure I.4 : Réponse d'un filtre de Tchebychev pour différentes valeurs d'erreurs maximales

I.2.2.3. Approximation d'Elliptique :

Les deux approximations Butterworth et Tchebychev ont une augmentation monotone d'atténuation dans la bande atténuée ce qui n'est pas adapté aux applications où des atténuations élevées sont requises. L'approximation d'Elliptique se caractérise par une équi-ondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée [1], [5]-[6]. De plus, elle possède des zéros de transmission dans sa réponse électrique qui permettent d'atteindre un bon niveau de sélectivité pour un ordre de filtre restreint. Pour un filtre passe-bas, la réponse en amplitude est spécifiée par le coefficient de transmission :

$$\left|S_{12}(j\omega)\right|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 C_N^2\left(\dfrac{\omega}{\omega_C}\right)} \qquad \text{(I.7)}$$

où ε est un paramètre déterminant l'ondulation dans la bande passante à la pulsation de coupure ω_C et C_N est une fonction elliptique d'ordre N. La Figure I.5 illustre un exemple de réponse de l'approximation d'Elliptique.

Un inconvénient de cette approximation est que les zéros de transmission sont fixés à certaines fréquences. De plus, cette approximation est difficile à synthétiser.

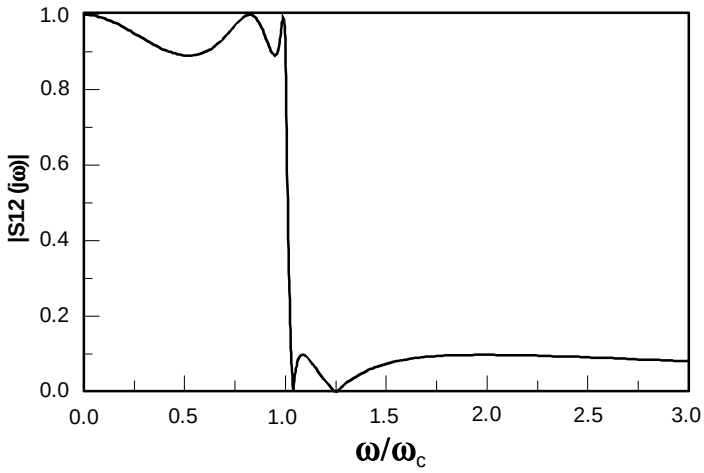


Figure I.5 : Réponse d'un filtre d'Elliptique

I.2.3. Transformations d'un filtre en éléments localisés à un filtre en éléments distribués :

Les filtres en éléments localisés ne peuvent être implantés directement dans le domaine microonde tant les valeurs des composants sont faibles. Il est donc nécessaire de transformer les éléments localisés en leur équivalent en lignes de transmission. Il existe plusieurs méthodes pour transformer éléments localisés en éléments distribués [1]. Parmi celles-ci nous allons présenter les outils de transformation les plus utilisés.

I.2.3.1. Transformation de Richard :

Afin de convertir les éléments localisés en lignes de transmission équivalentes, l'équivalence *L, C* peut se faire en utilisant la transformation de Richards :

$$\Omega = tan(\beta_g l) \qquad \text{(I.8)}$$

avec la constante de propagation : $\beta_g = 2\pi/\lambda_g = \omega/v_p$ (I.9)

La transformation de Richard est donc une transformation en fréquence du plan de ω au plan de Ω (plan du prototype passe-bas normalisé). Ainsi :

$$Z_L = jX_L = j\Omega L = jL\tan(\beta_g l) \qquad (X_L \text{ : réactance de L}) \qquad \text{(I.10)}$$

$$Y_C = jB_C = j\Omega C = jC\tan(\beta_g l) \qquad (B_C \text{ : susceptance de C}) \qquad \text{(I.11)}$$

Le Tableau I.1 présente un résumé des équivalences issues de la transformation de Richard.

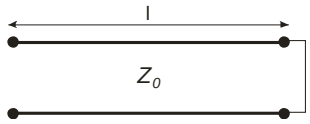
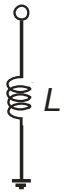
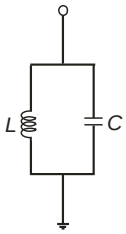
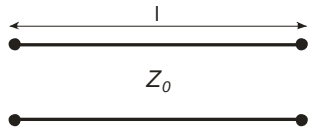
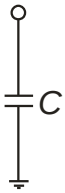
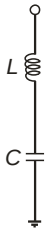
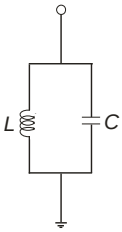
	$l=\frac{\lambda}{8}$	$l=\frac{\lambda}{4}$	$l=\frac{\lambda}{2}$
Court circuit 	 $L=\frac{Z_0}{\omega_0}$	 $L\omega_0=\frac{1}{C\omega_0}$ $=\frac{\pi Z_0}{2}$	$L\omega_0=\frac{1}{C\omega_0}$ $=\frac{2Z_0}{\pi}$
Circuit ouvert 	 $C=\frac{1}{Z_0\omega_0}$	 $L\omega_0=\frac{1}{C\omega_0}$ $=\frac{4Z_0}{\pi}$	 $L\omega_0=\frac{1}{C\omega_0}$ $=\frac{\pi Z_0}{4}$

Tableau I.1 : Circuits équivalents des lignes de transmission en court circuit et circuit ouvert

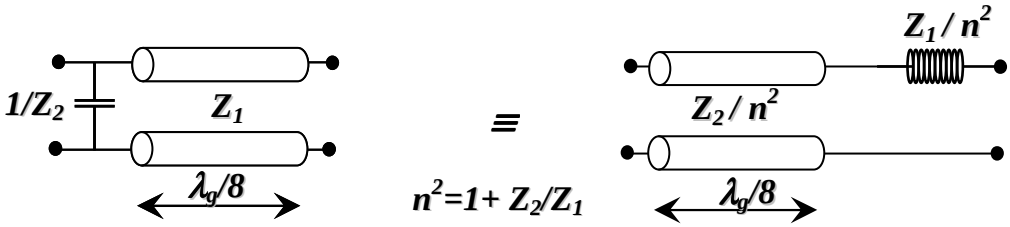
I.2.3.2. Identités de Kuroda :

C'est un des outils de transformation des lignes distribuées les plus utilisés. Son principe est d'utiliser des lignes de transmission supplémentaires (élément unitaire) pour faciliter la mise en œuvre des filtres en :

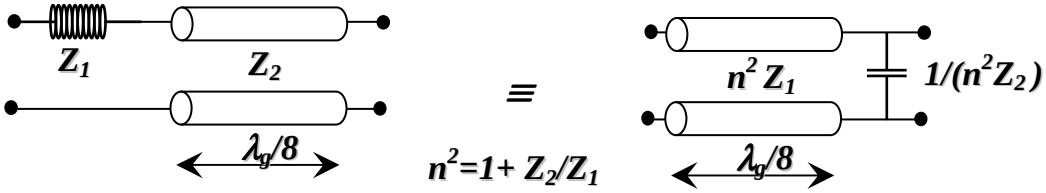
- Séparant les stubs
- Transformant les stubs séries en stubs parallèles
- Modifiant les impédances caractéristiques (assurer leur réalisation)

Il y a quatre identités de Kuroda :

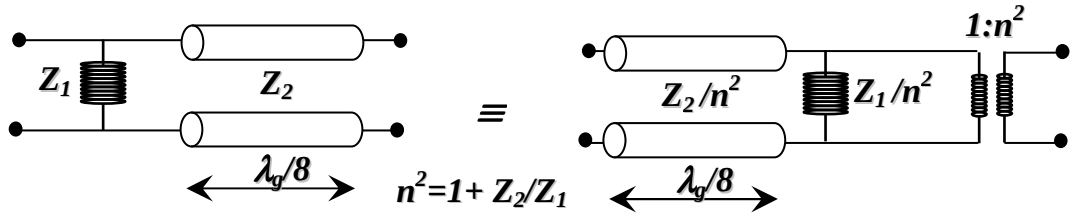
- 1° Identité de Kuroda :



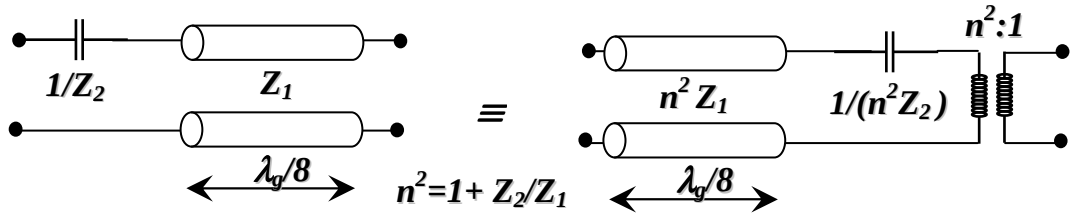
- 2° Identité de Kuruda :



- 3° Identité de Kuroda :



- 4° Identité de Kuroda :



Dans ces quatre identités de Kuroda, les deux premières identités sont souvent utilisées pour séparer les stubs ou transformer les stubs séries en stubs parallèles et réciproquement.

I.2.3.3. Inverseurs d'impédance K et d'admittance J :

En principe, les inverseurs sont utilisés pour inverser une impédance en charge ou une admittance en charge (Figure I.6).

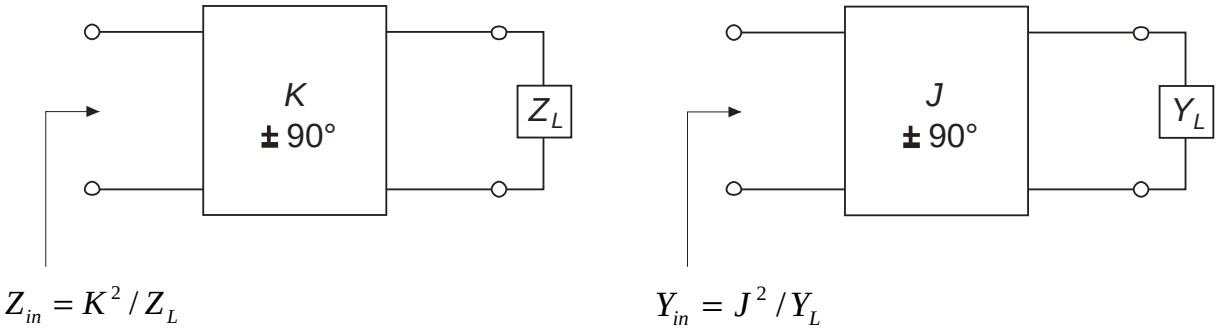
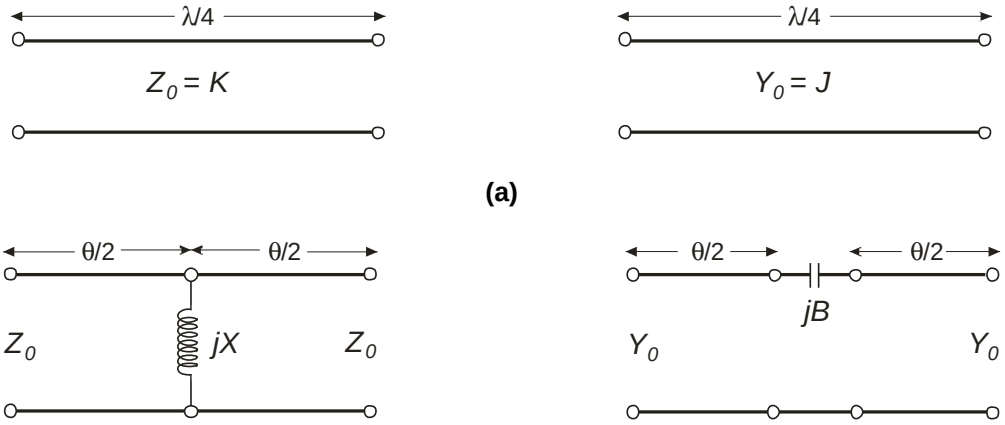


Figure I.6 : Inverseurs d'impédance et d'admittance

Une des formes les plus simple de l'inverseur est l'utilisation d'une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique K (ou J pour un inverseur d'admittance) (Figure I.7a). Un autre type de circuit équivalent à l'inverseur souvent utilisé dans les filtres à résonateurs couplés (filtres à stubs) est présenté dans la Figure I.7b.



(a)

$$K = Z_0 \tan|\theta/2| \qquad J = Y_0 \tan|\theta/2|$$

$$X = \frac{K}{1-(K/Z_0)^2} \qquad B = \frac{J}{1-(J/Y_0)^2}$$

$$\theta = -\tan^{-1}\frac{2X}{Z_0} \qquad \theta = -\tan^{-1}\frac{2B}{Y_0}$$

(b)

Figure I.7 : Implémentation des inverseurs en utilisant : (a) la transformation d'une ligne quart d'onde, (b) les lignes de transmission avec les éléments réactifs

Les inverseurs peuvent être utilisés pour transformer les éléments en séries en éléments parallèles et inversement. L'intérêt de ces inverseurs est de développer des prototypes de filtres présentant uniquement un seul type de résonateur (série ou parallèle). En effet, une capacité en parallèle peut être assimilée à une inductance en série fermée sur deux côtés par deux inverseurs d'impédance et une inductance en série peut être remplacée par une capacité en parallèle entre deux inverseurs d'admittance [6] (Figure I.8).

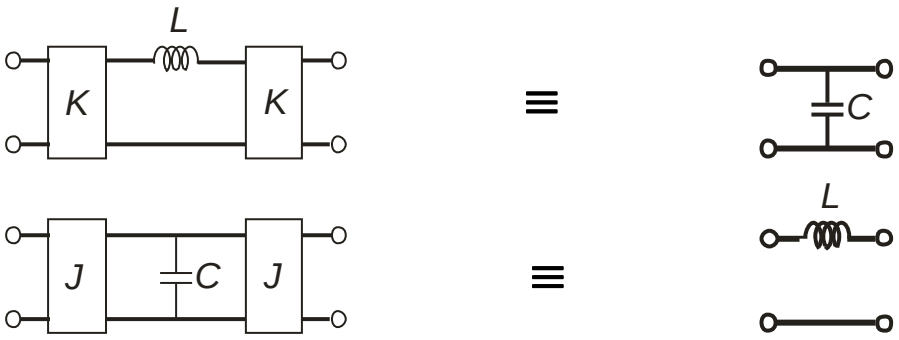


Figure I.8 : Deux des propriétés des inverseurs

Ces inverseurs sont souvent utilisés dans les filtres à guide d'onde où ils servent à équilibrer les impédances entre différentes parties du guide ce qui permet de réaliser un guide d'onde simple à dimension unique.

I.3. CRITERES DE CHOIX DES TOPOLOGIES DE FILTRE PASSE BANDE

Il existe de nombreuses topologies de filtres passe-bande, qui diffèrent selon les spécifications fréquentielles à atteindre. Classiquement, on distingue trois familles de filtres passe-bande, les filtres à large bande et à bande moyenne et les filtres à bande étroite. Nous allons présenter les topologies classiques de filtre passe-bande. Les synthèses associées (Annexes) permettent, à partir d'un gabarit de filtre, de définir un prototype de filtre idéal caractérisé par les jeux d'impédances et les longueurs électriques nécessaires à la réalisation de la fonction désirée.

I.3.1. Les filtres à large bande et à bande moyenne :

Les filtres large bande sont caractérisés par des bandes passantes comprises entre 80% et 20%. Parmi les topologies de filtre large bande, nous pouvons distinguer les filtres à stubs et les filtres à stubs repliés.

1.3.1.1. Topologie de filtre à stubs :

Le filtre à stubs (court-circuit (CC) ou circuit ouvert (CO)) est certainement la plus classique. La synthèse de telles structures proposée par G. Matthaei [7] (annexe A) est développée à partir de prototype passe bas avec inverseurs quart d'onde. Les résonateurs sont réalisés à partir des stubs quart d'onde court-circuités. Cette synthèse permet un dimensionnement des éléments du filtre dont le schéma de principe est décrit à la Figure I.9.

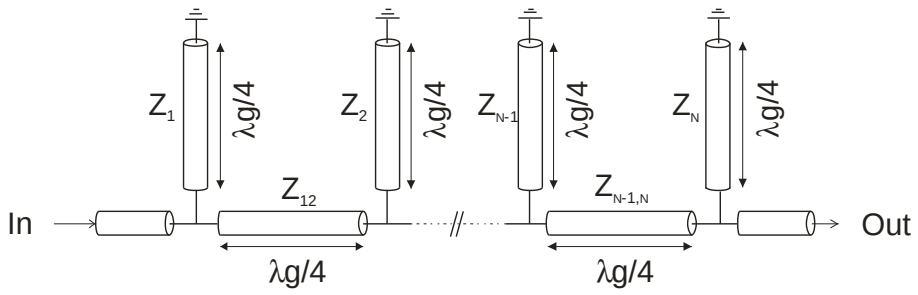


Figure I.9 : Filtre passe bande à stubs quart d'onde

Remarque : L'utilisation de la topologie à stubs ne permet pas de réaliser des filtres à bande étroite. En effet, pour une bande passante sélective, les niveaux d'impédances deviennent vite très faibles conduisant inévitablement à des problèmes de faisabilité.

1.3.1.2. Topologie de filtre à stubs repliés :

Cette topologie est développée en repliant les stubs dans la topologie de filtre précédente [4]. La Figure I.10 illustre un exemple d'un filtre à stubs replié d'ordre 4 obtenu à partir d'un filtre à stubs. L'intérêt d'une telle structure est de favoriser l'apparition des couplages entre résonateurs non-adjacents [8]-[10]. Ainsi, on crée un zéro de transmission dont la fréquence dépend de la nature du couplage créé. En effet, pour un couplage de type électrique (capacitif), on crée un zéro en bande haute, tandis que pour un couplage de type magnétique (inductif), on créera un zéro en bande basse.

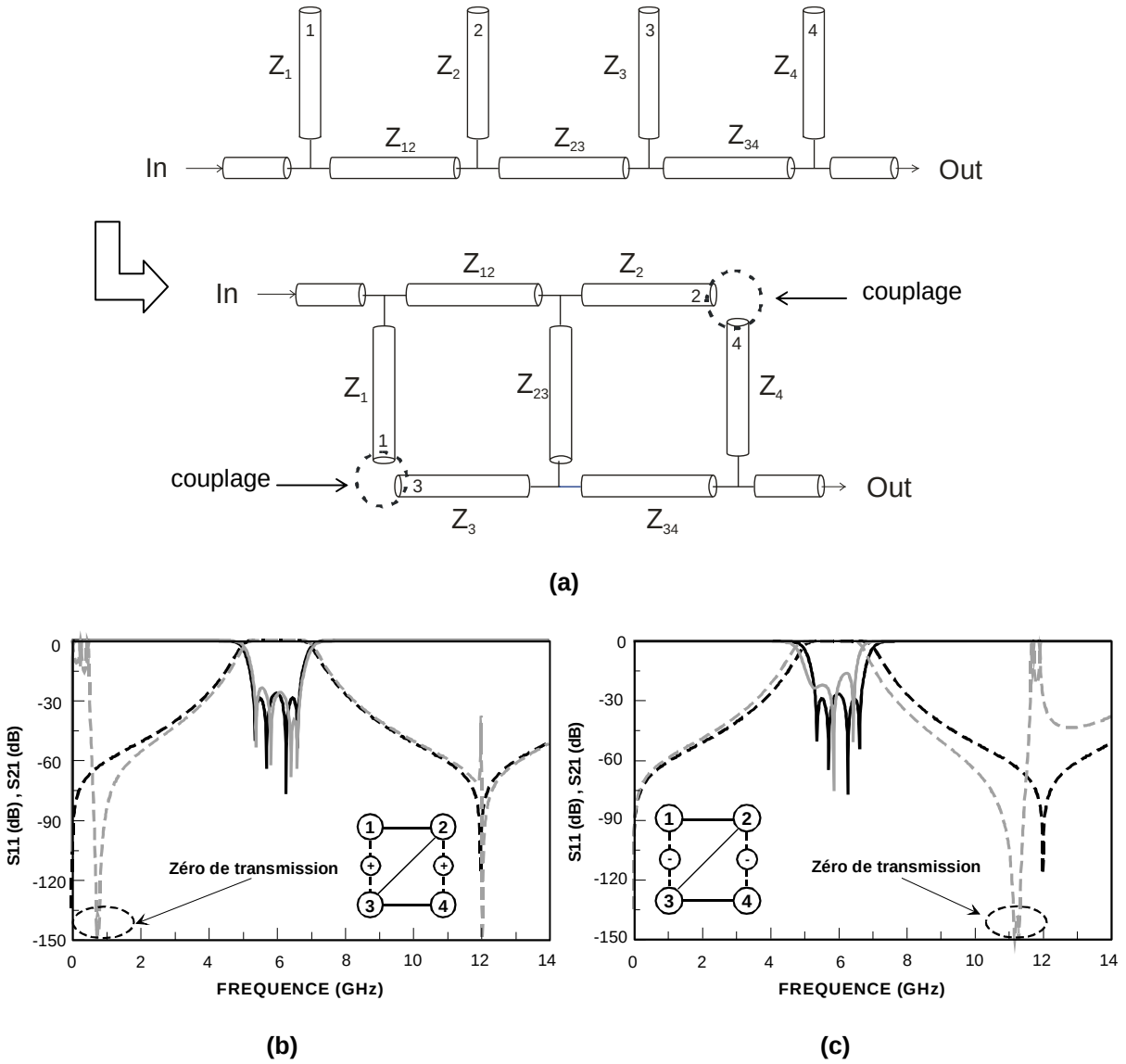


Figure I.10 : (a) Filtre passe-bande à stubs replié d'ordre 4, (b) couplage magnétique, (c) couplage capacitif

I.3.2. Les filtres à bande étroite :

Les filtres à bande étroite sont caractérisés par une bande passante inférieure à 20%. Nous présentons ici des topologies intéressantes pour réaliser la fonction bande étroite dans la gamme de fréquence microonde.

1.3.2.1. Le filtre à lignes couplées quart d'onde :

La topologie la plus connue pour le filtrage faible bande est basée sur l'utilisation de résonateurs demi-onde et lignes couplées quart d'onde (Figure I.11) [11]-[13]. L'ordre du filtre est égal à N-1 (où N est le nombre de lignes couplées). Pour de tels filtres le niveau de sélectivité est étroitement lié aux niveaux de couplages. Les synthèses régissant ce type de filtres ont été développées par Matthaei [7] ou Cohn [14] (annexes B). Les valeurs des différents éléments du filtre sont calculées en fonction des impédances des modes pairs et impairs pour chacune des lignes couplées.

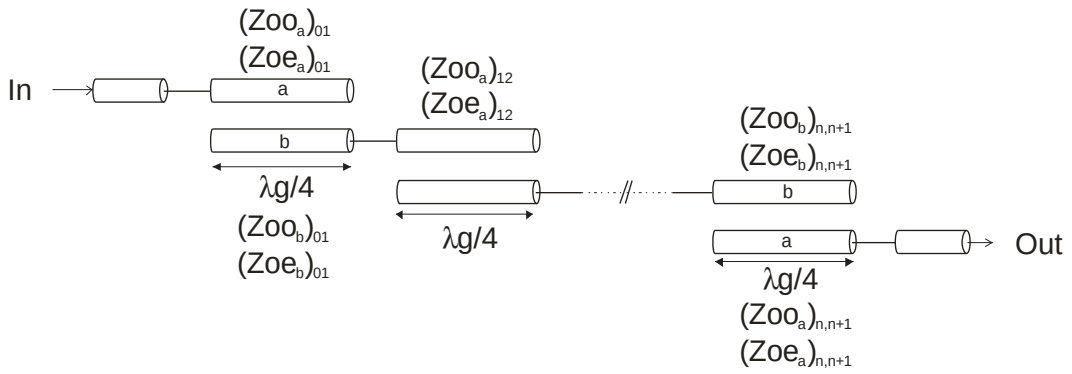


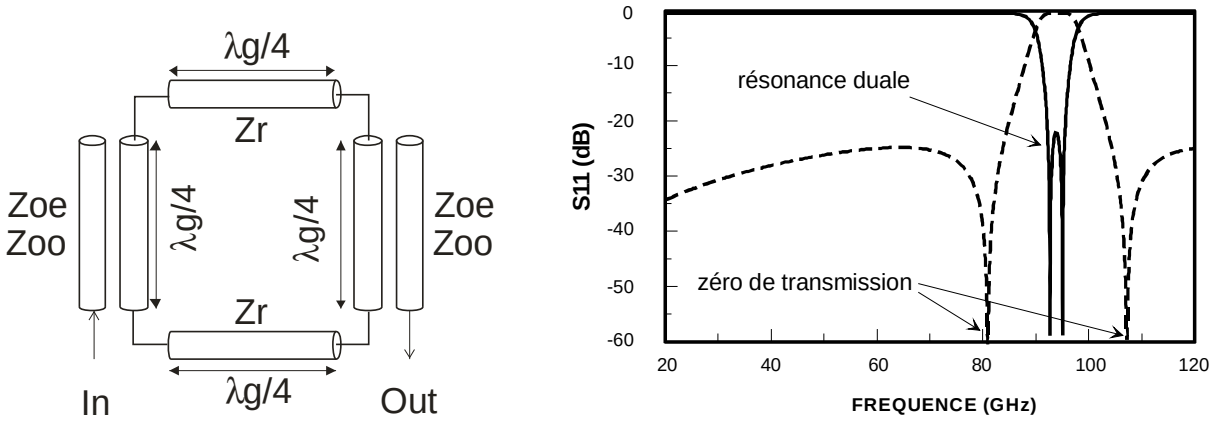
Figure I.11 : Filtre passe-bande à lignes couplées quart d'onde

Remarque : La réalisation de tels filtres pour des applications plus large bande est limitée par des problèmes de faisabilité. En effet, pour obtenir une large bande passante, il faut être en mesure de réaliser de forts couplages.

1.3.2.2. Le filtre en anneau :

Le filtre pseudo-elliptique en anneau présenté ici a été développé par M.K. Mohd Salleh et al. [15] (Figure I.12). Il est constitué d'un résonateur dont le périmètre est égal à une longueur d'onde excité par deux lignes couplées quart d'onde identiques, facilitant ainsi la phase de conception et de réglage. Un tel filtre se caractérise par la présence de deux modes de propagation distincts qui créent un zéro de transmission de part et d'autre de la bande passante. La discrimination des deux modes de propagation est généralement assurée par l'introduction de discontinuités dans l'anneau. Ici elle est assurée en contrôlant

le niveau de couplage d'énergie dans l'anneau. La synthèse de cette topologie (chapitre III) possède des paramètres de liberté permettant de contrôler facilement les caractéristiques électriques du filtre.

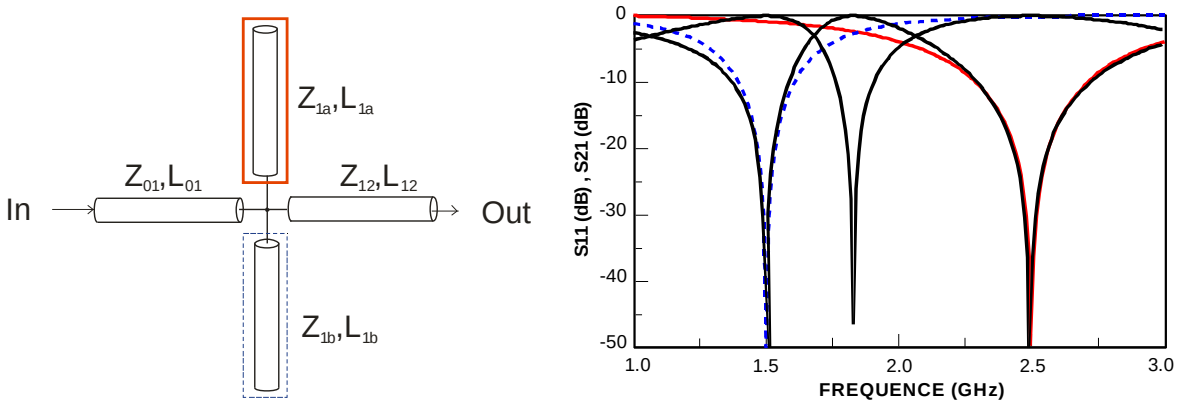


(a) **(b)**

Figure I.12 : Filtre passe-bande en anneau (a) Topologie et (b) Réponse

1.3.2.3. Le filtre DBR (Dual Behavior Resonator) :

Le résonateur DBR (Dual Behavior Resonator) est une topologie développée au LEST par C.Quendo [16]. Cette topologie se compose de deux stubs mis en parallèle à terminaison circuit-ouvert dont les caractéristiques électriques diffèrent soit en terme de longueur électrique soit d'impédance (Figure I.13a). Ces deux stubs ont des comportements duaux, c'est à dire à la fois passe-bande et coupe-bande. Le comportement coupe-bande vient de deux stubs qui créent deux zéros de transmission à deux fréquences différentes. Le comportement passe-bande est assuré par la recombinaison constructive qui apparaît entre les deux zéros (Figure I.13b). Le résonateur élémentaire est donc caractérisé par un pôle (la bande passante) et deux zéros de transmission, ces trois paramètres sont totalement indépendants dans le cas général.



(a) **(b)**

Figure I.13 : Résonateur DBR : (a) topologie et (b) comportement duaux du DBR

Un filtre DBR d'ordre N est obtenu en cascadant N résonateurs. Dans le cas d'un filtre d'ordre N, la réponse électrique présente N pôles dans la bande passante, N zéros dans la bande atténuée inférieure et N zéros dans la bande atténuée supérieure. La Figure I.14 présente deux exemples de filtres du quatrième ordre. Pour les deux exemples, les réponses présentent la même bande passante, cependant les bandes atténuées sont différentes. Dans le premier cas tous les zéros sont confondus tandis que dans le deuxième cas les zéros sont distincts. Cette particularité confère au filtre DBR une grande flexibilité lors de la conception.

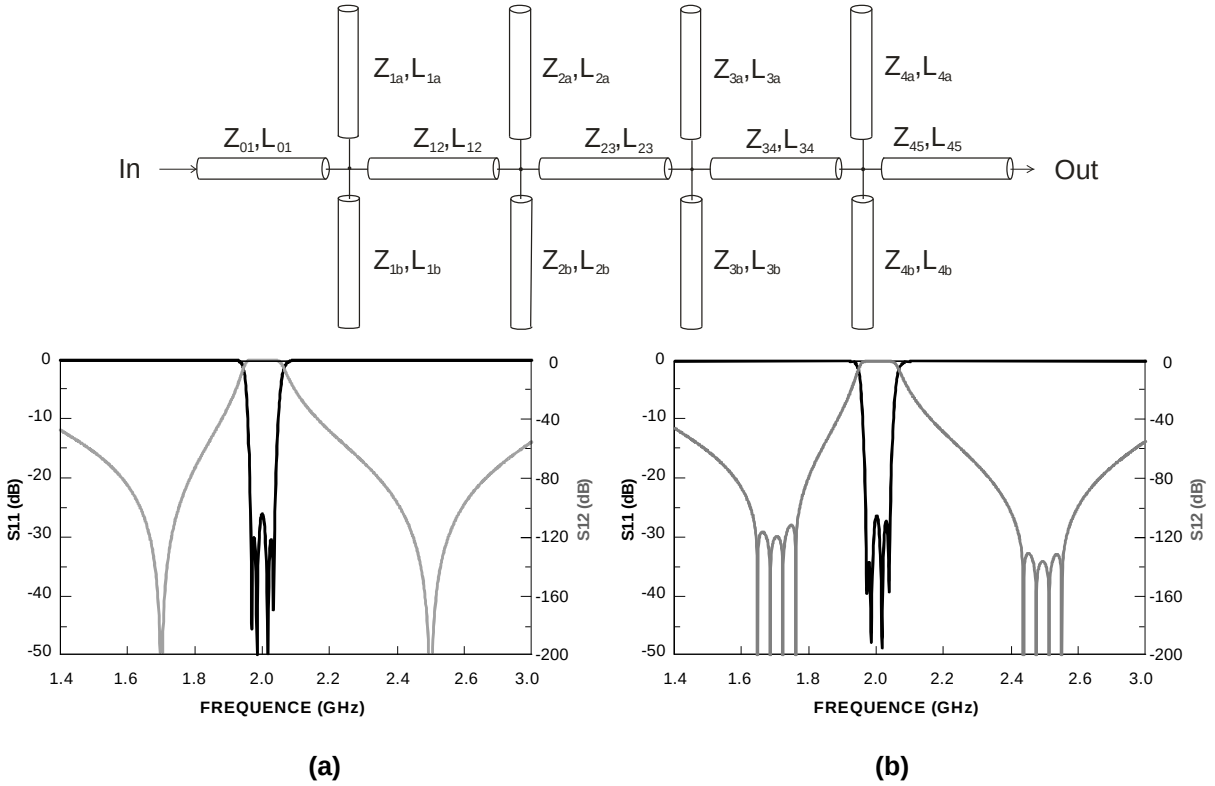


Figure I.14 : Exemples de réponses de filtres DBR : (a) à zéros confondus et (b) à zéros distincts

1.3.2.4. Autres filtres à bande étroite :

- ***Le filtre combline :*** La topologie combline [17] est constituée d'un réseau de résonateurs parallèles couplés, chargés d'une part par une terminaison court-circuit, et d'autre part, par une capacité (Figure I.15). Les accès sont réalisés par couplage entre les lignes à terminaison court-circuit (0, n+1) et les résonateurs (1, n). L'utilisation de charge capacitive réduit légèrement la longueur des résonateurs, ainsi les résonateurs ont une longueur inférieure à λg/4 à la fréquence de résonance.

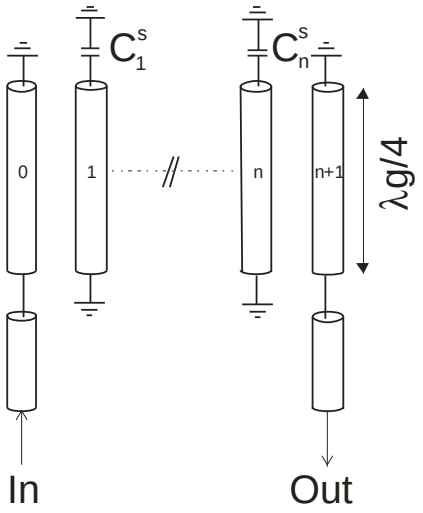


Figure I.15 : Filtre combline

Remarques : Les filtres combline ont une réponse électrique dissymétrique. En effet, la réponse en transmission d'un tel filtre est légèrement plus réjectrice en fréquence basse qu'en haute fréquence. Il n'existe pas encore de synthèse globale pour ce type de filtre, la synthèse dans l'annexe C présente essentiellement le calcul des capacités.

- ***Le filtre interdigité :*** La topologie interdigitée [18] est composée d'un réseau de lignes couplées quart d'onde ayant des terminaisons alternées circuit ouvert, court-circuit (Figure I.16). De la même manière que pour les filtres combline, les accès sont réalisés par couplage entre les lignes à terminaison circuit ouvert (0, n+1) et les résonateurs (1, n).

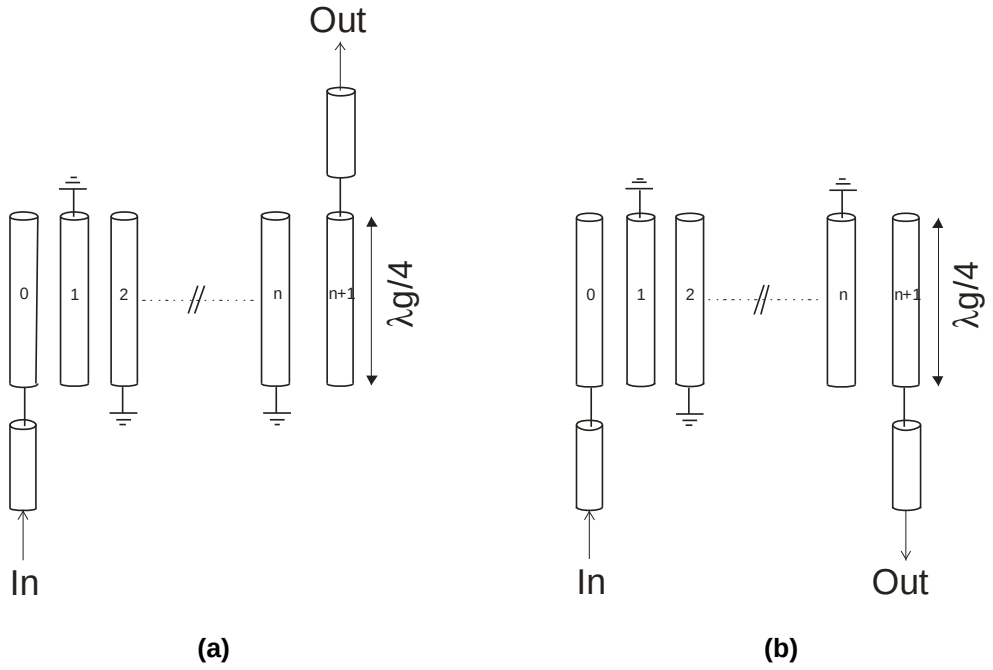


Figure I.16 : Filtres interdigité : (a) n pair et (b) n impair

La réponse électrique du filtre interdigité est parfaitement symétrique et permet ainsi d'obtenir de meilleures caractéristiques électriques en terme de phase. Néanmoins, la synthèse de ce type de filtre est complexe (annexe D) ce qui engendre des difficultés pour contrôler les paramètres des filtres.

Compte tenu la complexité dans la fonction et la synthèse de ces deux topologies, nous n'allons pas les utiliser pour nos applications.

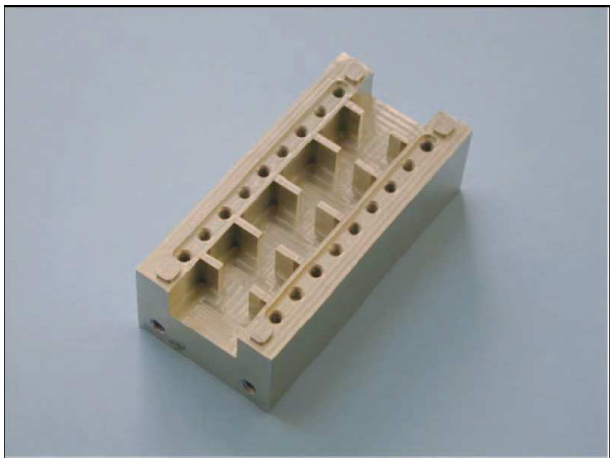
I.4. CRITERES DE CHOIX TECHNOLOGIQUE POUR LES FILTRES MICROONDES

De nombreuses technologies sont accessibles pour réaliser les filtres microondes. Nous présentons ici trois grandes catégories dans ce domaine : les technologies volumiques, acoustiques et planaires. Il convient de choisir la technologie la plus appropriée pour répondre aux spécifications du filtre.

I.4.1. Les technologies volumiques :

Les technologies volumiques se basent sur l'utilisation de guides d'ondes pour réaliser les filtres (guides d'ondes rectangulaires ou circulaires, coaxiaux, résonateurs diélectriques ou cavités métalliques).

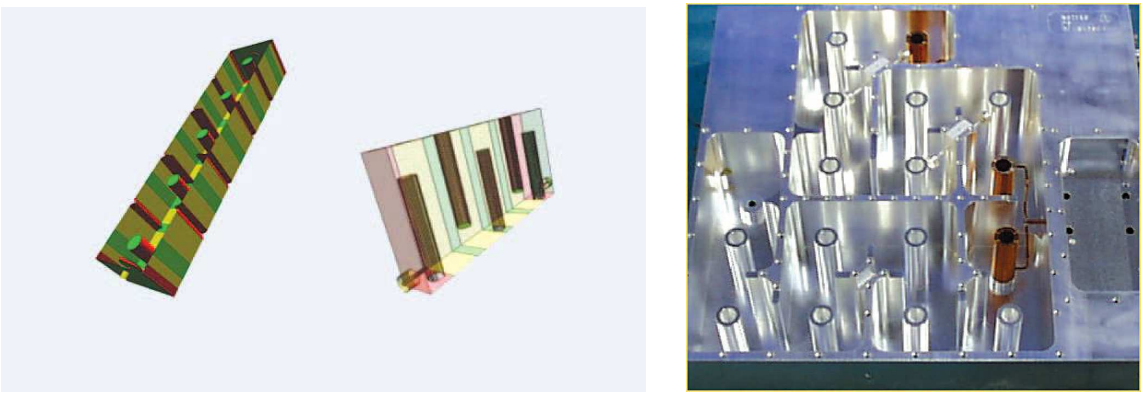
Lors de la mise en œuvre de filtre en guide d'onde, le couplage d'énergie entre résonateurs est assuré par des iris dont la forme définit à la fois la nature du couplage (électrique ou magnétique) et sa valeur. Les résonateurs peuvent être soit des cavités à parois électriques ou des résonateurs diélectriques (Figure I.17).



(a) **(b)**

Figure I.17 : Filtres en guide d'onde (a) circulaire, (b) rectangulaire

Les filtres à mode transverse électromagnétique (TEM) coaxiaux sont largement utilisés pour des applications large bande dans des stations de base. Ils ont des facteurs de qualité limités (3000–5000 à 1,8 MHz) par rapport aux filtres volumiques mais leurs coûts de conception sont relativement faibles [19]. Les filtres coaxiaux à mode TEM sont utilisés typiquement pour les structures de type combline ou interdigité comme illustrés à la Figure I.18.



(a) **(b)**

Figure I.18 : a) Filtre à mode TEM coaxial : structures de combline (gauche) et d'interdigité (droite), (b) diplexeur en utilisant les filtres combline à mode TEM coaxial

Avec le développement des matériaux diélectriques, les filtres à résonateurs diélectriques peuvent avoir un facteur de qualité Q important (>50000 à 1.8 GHz), une constante diélectrique élevée et une température basse dans le matériau [19]. Un filtre à résonateurs diélectriques typique comporte des nombreux résonateurs diélectriques montés à l'intérieur de cavités usinées dans un boîtier métallique (Figure I.19). De manière analogue aux filtres en guide d'onde, ce type de filtre utilise les propriétés des modes transverses (TE ou TM).

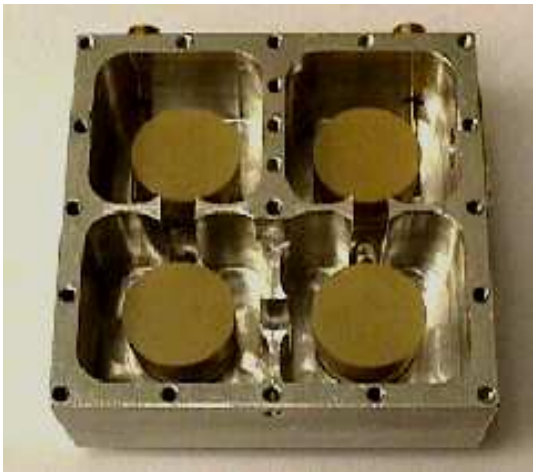


Figure I.19 : Filtre à résonateur diélectrique d'ordre 4

- *Utilisations :* Les technologies volumiques sont les mieux adaptées au filtrage à bande étroite pour les signaux de forte puissance. De plus, les pertes associées à ce type de structures sont faibles car ils utilisent l'air comme diélectrique dont les propriétés isolantes sont remarquables. D'autre part leur section est relativement grande, ainsi les pertes par effet joule sont très faibles.

- *Inconvénients :* Le principal inconvénient des technologies volumiques réside dans leur encombrement et leur poids important. De plus, les filtres volumiques sont complexes à mettre en oeuvre, ils requièrent un traitement mécanique spécial et un réglage après réalisation. Cette procédure de réglage contribue fortement à une augmentation des coûts de production.

I.4.2. Les technologies acoustiques :

I.4.2.1. La technologie SAW (Surface Acoustic Wave) :

Le principe de la technologie SAW repose sur l'effet piézo-électrique. Les ondes électriques sont converties en ondes acoustiques de surface à l'entrée de dispositif par un transducteur interdigité (TID) (ou un couple d'électrodes). Ces ondes acoustiques excitent une cavité acoustique demi-onde formée entre le transducteur et un résonateur ou dans le transducteur lui même. L'énergie est alors couplée à une autre cavité acoustique demi-onde et convertie en onde électrique via un autre TID de sortie [20]-[21].

Le couplage entre deux cavités acoustiques peut s'effectuer selon trois méthodes. Une méthode commune consiste en la génération d'un champ évanescent entre les deux cavités. On parle alors de « couplage de guide » ou « couplage de proximité ». Ces couplages peuvent aussi se faire par l'intermédiaire d'un coupleur multi-rubans ou de cavités colinéaires à l'onde de surface. Un schéma de principe général est représenté à la Figure I.20.

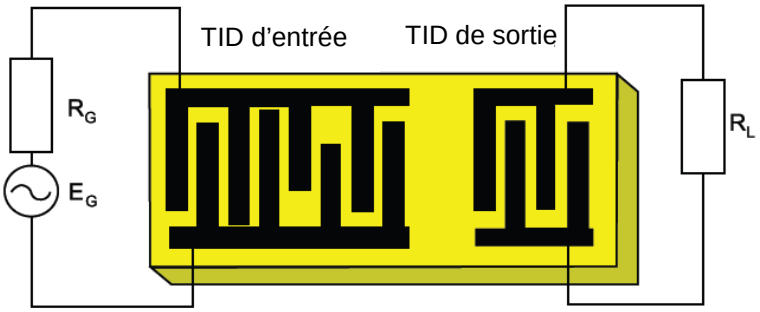


Figure I.20 : Schéma d'un dispositif à propagation d'onde acoustique de surface [22]

Plusieurs substrats sont envisageables pour la réalisation de technologies SAW mais le quartz est le matériau le plus utilisé compte tenu de ses performances en température. De même le métal utilisé est généralement l'aluminium pur ou en alliage avec du cuivre.

- *Utilisations* : Grâce à sa petite taille, sa forte réjection et ses faibles pertes, cette technologie est souvent utilisée comme élément de filtrage à l'extrémité des chaînes d'émission/réception des téléphones portables [23]-[24].

- *Inconvénients* : Ces techniques sont soumises à certaines limitations pratiques. Parmi ces limitations, nous pouvons citer la limitation en fréquence (f<3GHz), le coût élevé et la complexité de réalisation [25]. De plus, il est souvent nécessaire d'utiliser un réseau d'adaptation entre le dispositif en technologie SAW et les autres éléments du circuit.

I.4.2.2. La technologie BAW (Bulk Acoustic Wave) :

Comme la technologie SAW, la technologie BAW se repose aussi sur l'effet piézo-électrique. Les filtres BAW sont basés sur l'utilisation de résonateurs à ondes acoustiques de volume, fabriqués à partir du dépôt d'une couche piézoélectrique. Contrairement aux filtres SAW, le principe de fonctionnement des filtres BAW consiste en l'excitation d'ondes acoustiques de volume qui se propagent selon l'épaisseur de leur structure. La fréquence d'opération de ces filtres est donc directement liée à l'épaisseur des résonateurs et non plus à la largeur des électrodes de transducteurs IDT [26].

Classiquement, les filtres en technologie BAW sont constitués d'une couche de matériau piézoélectrique et d'électrodes d'excitation placées de part et d'autre de la couche piézoélectrique, comme illustré dans la Figure I.21. L'application d'un champ électrique aux électrodes entraîne l'excitation d'ondes acoustiques qui se propagent dans le volume de la structure. La réflexion de ces ondes sur les parois du résonateur crée les résonances.

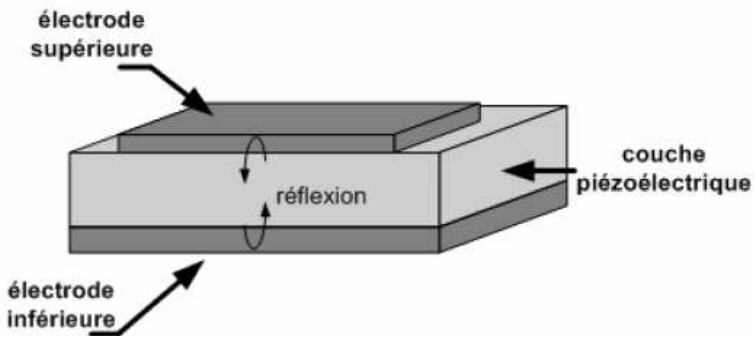


Figure I.21 : Schéma d'un résonateur BAW [26]

- *Utilisations* : Par son principe de fonctionnement, la technologie BAW n'est pas limitée en fréquence de fonctionnement car le dimensionnement du résonateur se joue au premier ordre sur l'épaisseur de la couche piézoélectrique. Certains travaux ont déjà montré la faisabilité de résonateurs BAW à des fréquences comprises entre 6 et 20GHz [27]. De plus, la propagation des ondes acoustiques dans le volume permet une meilleure tenue en puissance. Un autre avantage important de la technologie BAW est la possibilité d'utiliser un substrat bas coût tel que le silicium contrairement aux filtres SAW qui requièrent un substrat piézoélectrique. En outre, les procédés de fabrication de dispositifs BAW sont compatibles avec les procédés de fabrication des circuits CMOS et BiCMOS (en termes de contamination et de température) ce qui permet d'envisager la réalisation des chaînes radiofréquence complètement intégrées à coûts réduits.

- *Inconvénients* : Les filtres à résonateurs BAW avec une seule couche de matériau piézoélectrique ne permettent pas la conversion entre les modes commun et différentiel. Les filtres BAW empilés à couplage indirect (CRF – Coupled Resonator Filter) permettent de réaliser cette conversion [28-30]. Néanmoins, si la réalisation des résonateurs empilés permet la réduction de l'encombrement du filtre, elle augmente la complexité du procédé de fabrication, car le nombre d'étapes technologiques doit être doublé avec deux couches de piézoélectrique et quatre électrodes (Figure.I.22).

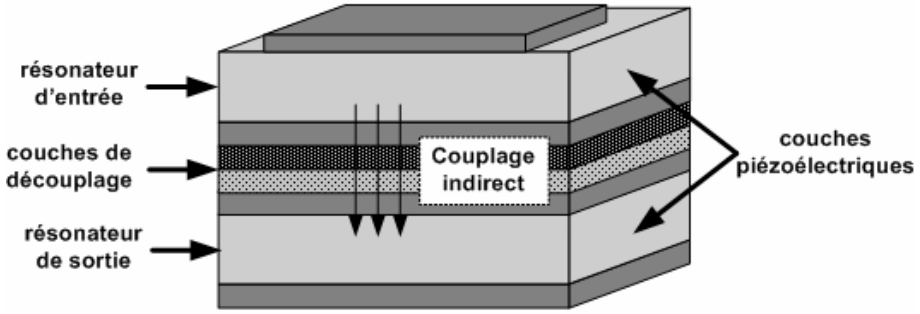


Figure I.22 : Schéma d'un filtre BAW empilé à couplage indirect (CRF) [26].

I.4.3. Les technologies planaires :

Dès que le transport de forte puissance n'est pas nécessaire et compte tenu des problèmes d'encombrement et de poids des technologies volumiques, des limitations en fréquence de la technologie SAW, les concepteurs de filtres se sont dirigés vers les technologies planaires. Parmi ces technologies, nous pouvons distinguer les technologies microruban, coplanaires, multicouche / multi-technologies, chacune d'entre elles ayant ses spécificités propres tant d'un point de vue géométrique que physique [4], [31]-[32].

I.4.3.1. La technologie microruban :

La structure microruban est la plus utilisée parmi toutes les structures planaires compte tenu de sa simplicité, de sa facilité de fabrication et d'intégration dans les dispositifs microondes. La géométrie d'une ligne microruban est décrite à la Figure I.23a. Elle est composée d'un conducteur chaud situé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique, le plan de masse étant situé sur la face inférieure. Les lignes de champs électromagnétiques de la ligne microruban sont situées principalement dans le substrat diélectrique et une fraction des champs dans l'air (Figure I.23b). Le champ dans une ligne micro-ruban n'est pas un champ TEM pur mais constitue une onde TM-TE hybride. Cependant, dans les applications microondes, l'épaisseur du substrat diélectrique est très fine ($d<<\lambda$), on dit alors que le champ est quasi-TEM [1].

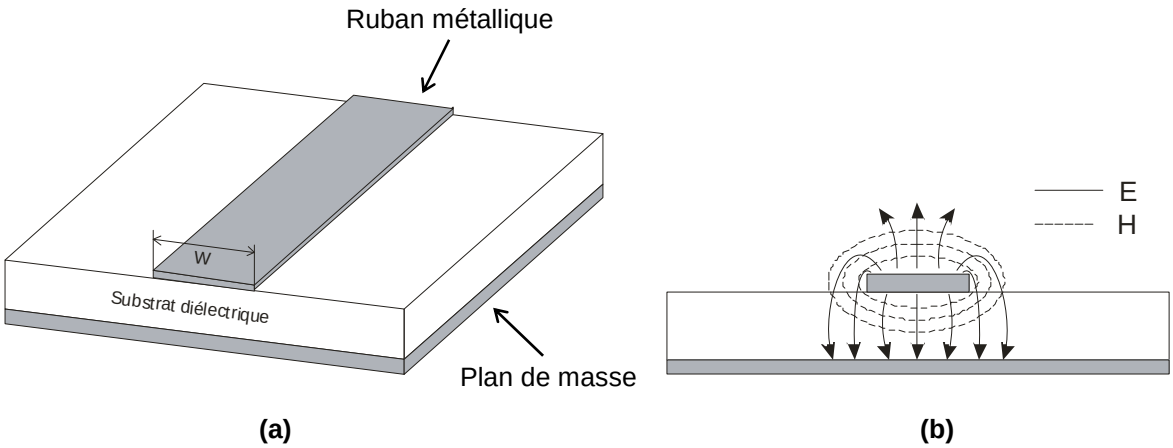


Figure I.23 : Ligne microruban (a) et carte des champs (b)

- *Inconvénients* : Outre sa simplicité de la réalisation, la ligne micro-ruban comporte un certain nombre d'inconvénients. En effet, si la connexion des composants est en série, la technologie micro-ruban ne pose pas des problèmes. Par contre, dans le cas de connexion en parallèle, la réalisation de court-circuits par retour à la masse (en face arrière) doit se faire à l'aide de trous métallisés. L'influence de tels trous métallisés sur les performances électriques du circuit n'est pas négligeable compte tenu des effets parasites qu'ils génèrent. Un deuxième inconvénient de cette technologie est que la plage d'impédances caractéristiques réalisables est restreinte une fois les caractéristiques du substrat choisies. En effet, il n'y a qu'une seule valeur du largueur W de la ligne micro-ruban pour une valeur d'impédance correspondante.

I.4.3.2. La technologie coplanaire :

Dans la technologie coplanaire [33]-[35], le plan de masse et le ruban chaud sont situés sur la même face du substrat. Ces trois conducteurs sont séparés par deux fentes

identiques de largueur G (Figure I.24). Compte tenu de sa géométrie, les lignes de transmission coplanaires possèdent deux modes fondamentaux dont les lignes de champs électriques et magnétiques sont représentées sur la Figure I.25. Le mode pair de la ligne coplanaire est un mode quasi-TE dispersif et le mode impair est un mode quasi-TEM peu dispersif.

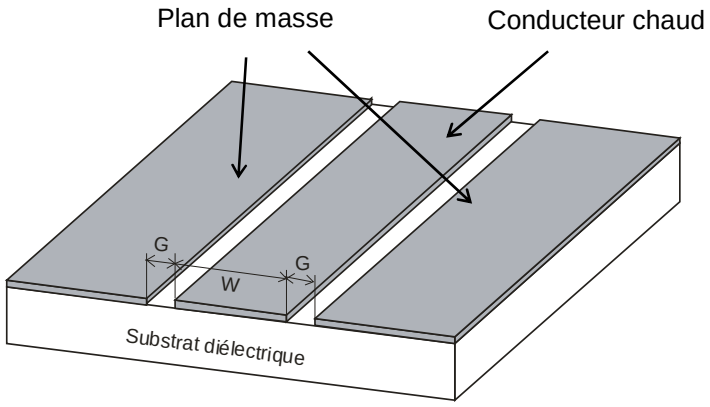


Figure I.24 : Ligne coplanaire

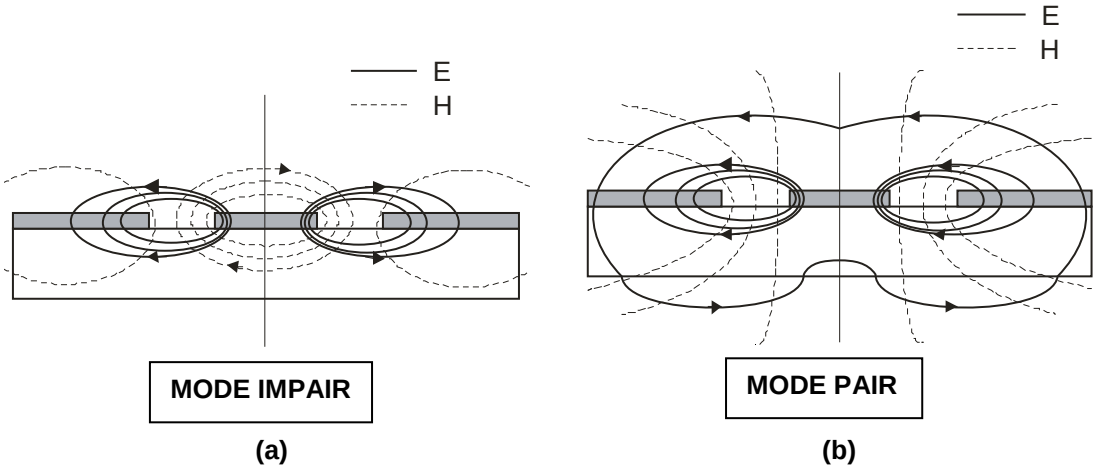


Figure I.25 : Cartes des champs d'une ligne coplanaire pour (a) mode impair et (b) mode pair

- Grâce à cette configuration, la ligne coplanaire possède de nombreux avantages :
- La facilité de report de composants en parallèle ou en série.
- L'élimination des trous métallisés => l'élimination des effets parasites associés.
- La souplesse de conception liée à la possibilité de réaliser une même impédance caractéristique avec différentes dimensions de lignes.
- La possibilité d'assurer un fort découplage entre les lignes compte tenu de la présence du plan de masse sur la même face du substrat.

- *Inconvénients :* La présence de deux modes est l'un des principaux inconvénients d'une telle technologie. Même si l'utilisation conjointe des deux modes n'est pas à négliger, c'est en général le mode impair (quasi TEM) qui est utilisé car peu dispersif.

Afin de filtrer le mode pair (quasi TE) il est nécessaire de forcer le potentiel entre les deux plans de masse à la même valeur par l'utilisation de ponts à air. Ceci requiert une étape technologique supplémentaire donc un processus technologique plus complexe. De plus, le manque de modèles fiables dans les bibliothèques des logiciels de simulation circuits usuels, notamment en ce qui concerne les discontinuités, rend l'utilisation de la technologie coplanaire difficile d'un point de vue conception.

I.4.3.3. La technologie multicouche / multi-technologies :

Les technologies multicouches / multi-technologies sont composées de différents niveaux de conducteurs et de diélectriques superposés et peuvent être utilisées soit en technologie micro-ruban soit en technologie coplanaire (Figure I.26).

Lignes microruban multicouches :

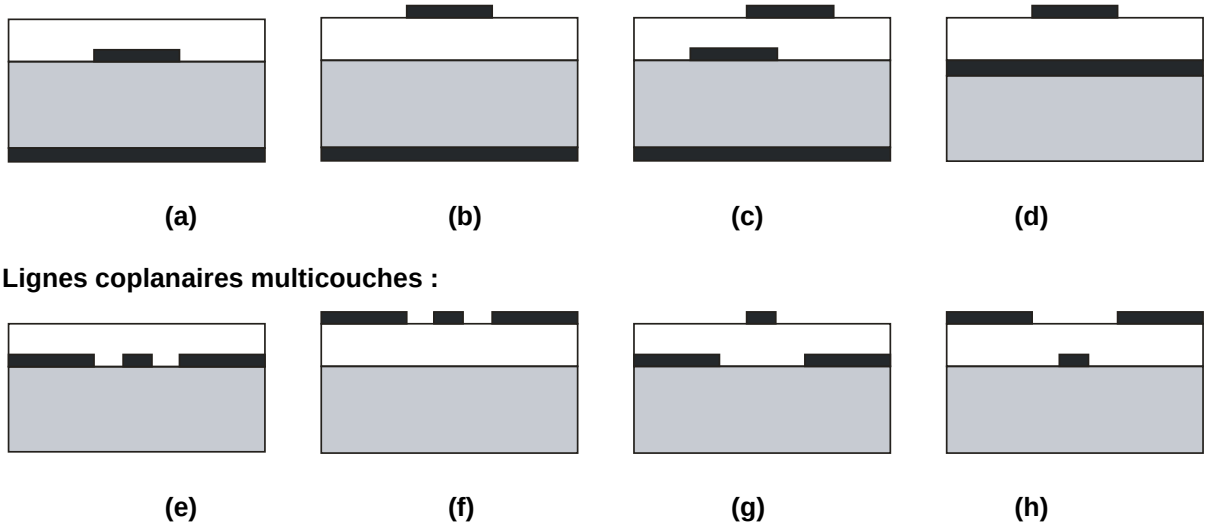


Figure I.26 : Technologies multicouches : (a)-(b) microruban multicouche, (c) lignes couplées microruban à fort coefficient de couplage, (d) TFMS (Thin film microstrip), (e) coplanaire enterrée, (f) coplanaire et (g)-(h) coplanaire multi-niveaux [4]

- L'utilisation de cette technologie offre de nombreux avantages par rapport aux technologies planaires classiques :
- La possibilité d'utiliser les différentes couches comme support des différents éléments augmente la compacité des systèmes et leur efficacité.
- Il est possible de réaliser des lignes partiellement couplées sur deux niveaux de métallisation différents afin d'atteindre des niveaux de couplage importants [36].
- L'utilisation de surcouches diélectriques permet l'égalisation des vitesses de phase entre les modes pairs et impairs des lignes couplées.

- Une augmentation de la gamme d'impédances synthétisables en combinant des approches lignes micro-rubans sur substrat de faible épaisseur et lignes semi-coplanaires sur substrat de faible permittivité, il est possible d'obtenir des valeurs d'impédance très fortes ou très faibles.

- Le principal inconvénient de cette technologie est la complexité du processus technologique par rapport aux technologies planaires classiques.

I.4.4. La filière HTS (High Temperature Superconducting) :

D'un développement récent, les technologies HTS (High Temperature Superconductor) représentent une solution viable pour réaliser les filtres de petite taille, d'ordre élevé avec de faibles pertes d'insertion. Cette filière technologique est basée sur l'utilisation d'encre supraconductrice pour réaliser les circuits [37]-[38]. Elle permet l'amélioration du coefficient de qualité des résonateurs (amélioration des pertes conductrices) [39]-[40]. Les wafers d'HTS sont constitués de couches supraconductrices situées sur un substrat diélectrique de faibles pertes. Les substrats généralement utilisés sont l'aluminate de lanthane ($LaAlO_3$, ε_r = 24) et l'oxyde de magnésium (MgO, ε_r = 9.5) [19]. Un résonateur demi-onde en technologie microruban réalisé par or (Au) sur un substrat de $LaAlO_3$ possède un facteur de qualité à vide Q de l'ordre 400, en remplaçant la couche or par la couche HTS, le facteur de qualité atteint 30000.

- *Inconvénients :* Bien qu'efficace, cette technologie est soumise à certaines limitations. En effet, la technologie HTS n'est efficace que sous certaines conditions thermiques [41] qui ne peuvent être atteintes qu'en présence d'enceintes cryogéniques. Ce dernier point constitue l'inconvénient majeur de ces technologies pour des raisons d'encombrement important. De plus, le HTS a un effet non linéaire lorsque la densité de courant augmente dans le conducteur. Ceci se traduit par une diminution de la conductivité et, par conséquent, une diminution du coefficient de qualité du résonateur. Cet aspect limite donc l'utilisation des supraconducteurs à des puissances faibles, de l'ordre du milliwatt.

I.5. ROLE DE FILTRE ACCORDABLE DANS LE SYSTEME DE TELECOMMUNICATION A HYPERFREQUENCE :

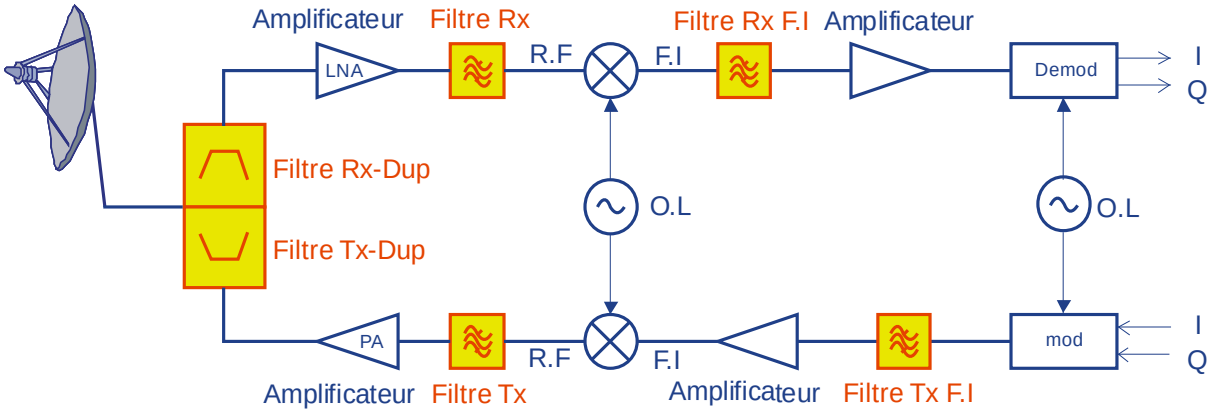


Figure I.27 : Une cellule de système d'émission / réception

Les filtres sont nécessaires dans les systèmes de télécommunication car ils permettent de séparer la composante utile du signal des composantes parasites. Comme illustré à la Figure I.27, le filtre est présent à tous les niveaux des chaînes d'émission/réception. On le retrouve en sortie d'antenne sous forme de duplexeur pour séparer les voies montantes et descendantes, en sortie d'amplificateur pour contrer les effets de non linéarité ou après le mélange pour supprimer les harmoniques générées par le mélange.

Considérons un fonctionnement équivalent mais implanté dans un système multinorme (Figure I.28). Les chaînes de traitement du signal RF se trouvent multipliées, une chaîne par fréquence d'intérêt. Ce type de conception participe à une augmentation tant de l'encombrement du système que du coût de celui-ci [42].

Une alternative consiste à utiliser des composants reconfigurables en fréquence. Pour ces composants, sous l'effet d'une modification d'un élément constitutif du filtre (longueur électrique du résonateur, coefficient de couplage entre résonateur, etc.) la réponse fréquentielle est modifiée en bande passante et/ou fréquence centrale. L'accord en fréquence peut être ponctuel (n états prédéfinis) ou continûment variable. Plusieurs techniques sont envisageables pour réaliser l'accord en fréquence : l'utilisation de fonctions actives, de matériaux à caractéristiques électriques contrôlées, de micro-commutateurs (à diodes ou à MEMS-RF).

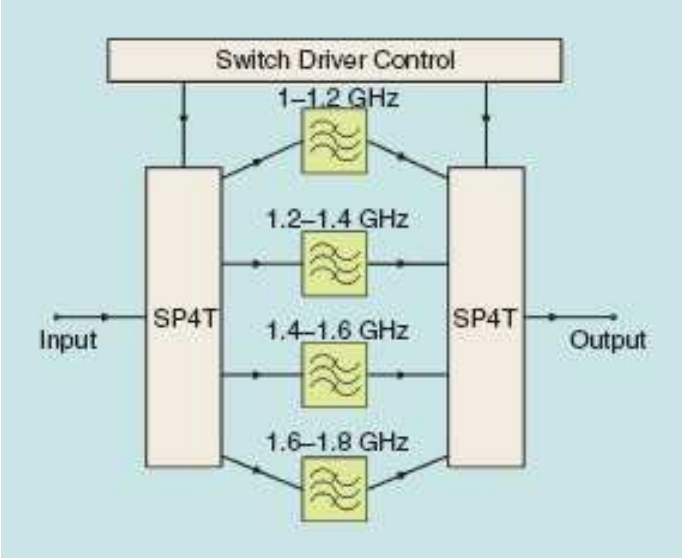


Figure I.28 : Bloc diagramme d'un banc de commutateur des filtres

I.6. CRITIERES DE CHOIX TECHNOLOGIQUE POUR DES FONCTIONS MICROONDES RECONFIGURABLES

Il existe plusieurs technologies utilisées pour réaliser l'accord en fréquence des dispositifs microondes. Nous pouvons regrouper ces technologies en cinq catégories [43]:

I.6.1. Semiconducteurs :

Dans cette technologie, plusieurs composants sont réalisés pour la fonction accordable.

- *Micro-commutateurs* : ils sont réalisés par les diodes (en particulier la diode PIN) et les transistors. Leurs caractéristiques principales sont le temps de commutation et la résistance série dont l'ordre de grandeur varie entre 1 ns et 100 ns et 0.1 Ω et quelques ohms, respectivement, en fonction de la technologie.

- *Varactors* (capacités variables) : ils sont réalisés en utilisant des diodes Schottky polarisées en inverse ou par des MOSFETs. Leurs caractéristiques principales sont identiques à celles des micro-commutateurs actifs. De plus le ratio entre le maximum et le minimum de la capacité est de l'ordre de 5 à 10.

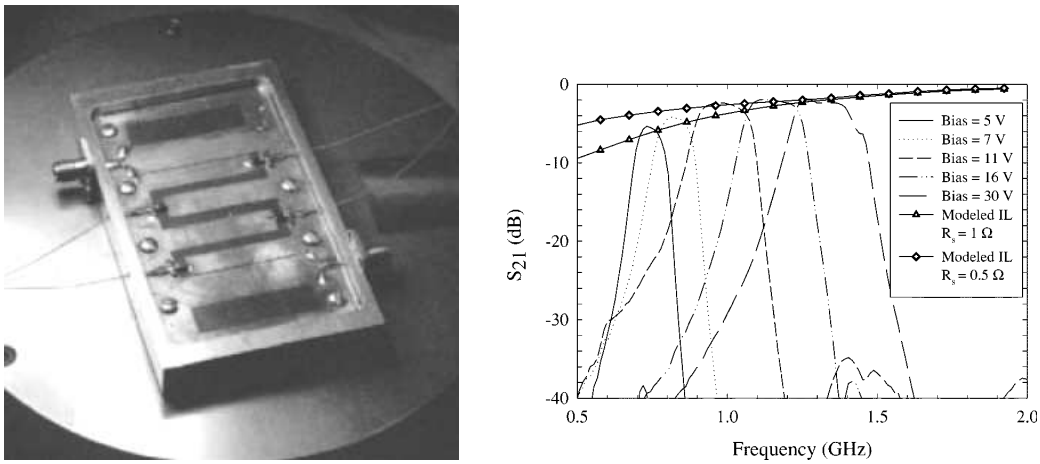


Figure I.29 : Exemple d'utilisation des varactors dans un filtre accordable [44]

- *Inductances variables* : Ce sont des composants à l'étude en laboratoire. La réduction de la taille des inductances a toujours été un challenge, et en faire un composant accordable s'avère être un défi encore plus dur à réaliser.

- Les avantages des composants à semiconducteurs :

Ces composants offrent d'excellentes performances en termes de tension de polarisation et de temps de commutation. De plus, l'intégration de tels dispositifs est actuellement bien maîtrisée. Ils sont commercialisés en grande quantité à des coûts réduits.

- Les limitations des composants à semiconducteurs :

Les composants à semiconducteurs présentent certaines limitations en termes de pertes, des non-linéarités, du bruit, etc. En effet, les pertes diélectriques dans les substrats semiconducteurs sont fortes dues à une conductivité des semiconducteurs relativement élevée. De plus, l'aspect semiconducteur engendre non seulement des non-linéarités mais aussi du bruit néfaste au facteur de bruit global de notre chaîne de transmission.

I.6.2. Les matériaux à permittivité variable :

Nous présentons ici quelques technologies basées sur les matériaux dont la permittivité varie sous l'application d'un champ électrique. En effet, d'après les équations de Maxwell, la permittivité (ε) est le coefficient de proportionnalité entre le champ électrique (E) et le déplacement électrique (D) :

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \qquad \text{(I.12)}$$

La permittivité d'un matériau est sa susceptibilité au champ électrique, en quelque sorte, la capacité du matériau à se polariser sous un champ électrique. Il existe des matériaux plus sensibles au champ électrique dont la permittivité peut varier à cause d'effets divers et variés. Nous étudions les trois effets les plus communément utilisés dans le domaine des radiofréquences :

- *Les matériaux ferroélectriques* : Les cristaux ferroélectriques possèdent un moment dipolaire électrique même en l'absence de champ électrique extérieur. L'effet ferroélectrique apparaît à partir de la température de transition, lorsque le matériau entre dans un état paraélectrique où la permittivité décroît en fonction du champ appliqué. La Figure I.30 présente un exemple d'un filtre accordable utilisant un matériau ferroélectrique BST (Barium strontium titanate) sur un substrat de polycristallin alumine (Al_2O_3) [45].

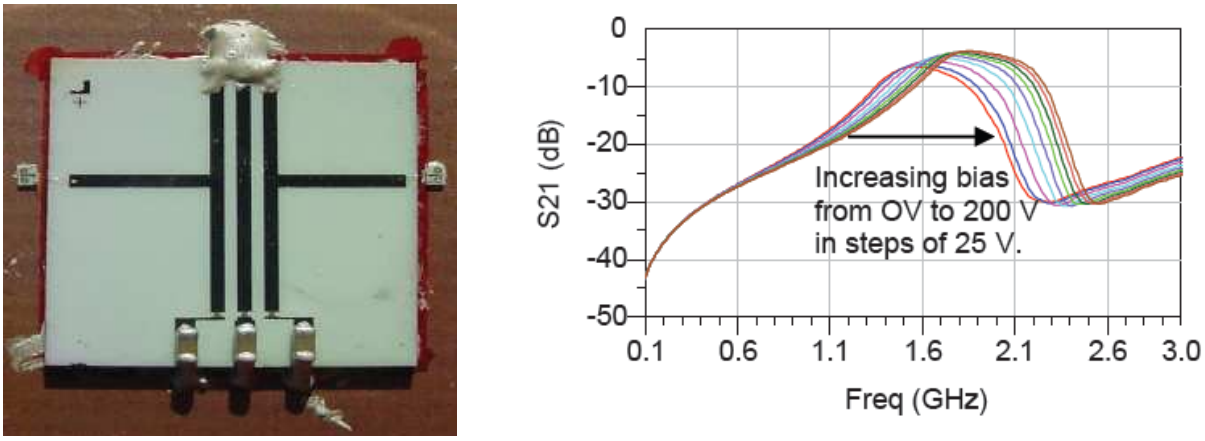


Figure I.30 : Exemple d'utilisation d'un matériau ferroélectrique BST [45]

Les dispositifs à base de matériaux ferroélectriques sont très utilisés dans les systèmes hyperfréquences accordables en raison de la non-linéarité de la permittivité sous l'effet d'un champ électrique statique. Cependant, ils présentent deux inconvénients majeurs : une forte tangente de pertes et des tensions de polarisation très élevées dès que l'on cherche à réaliser des dispositifs présentant une forte excursion en fréquence.

- *Les cristaux liquides* : On peut trouver des cristaux ferroélectriques sous forme solide ou de cristaux liquides. Les cristaux liquides ont approximativement les mêmes propriétés que les matériaux ferroélectriques solides. Ce sont des matériaux anisotropes (propriétés différentes selon les directions dans l'espace). L'application d'une tension de polarisation sur le cristal liquide permet de modifier l'anisotropie diélectrique.

Contrairement aux cristaux ferroélectriques solides, les tensions de commande de ces substrats sont relativement faibles. De plus, les cristaux liquides ne nécessitent aucun moyen technologique complexe, car les cristaux liquides sont généralement piégés entre

deux couches de diélectriques RF. Pourtant cette technologie est un peu chère. La polarisation des cristaux est naturellement lente, l'ordre de grandeur du temps de réaction est de la milliseconde.

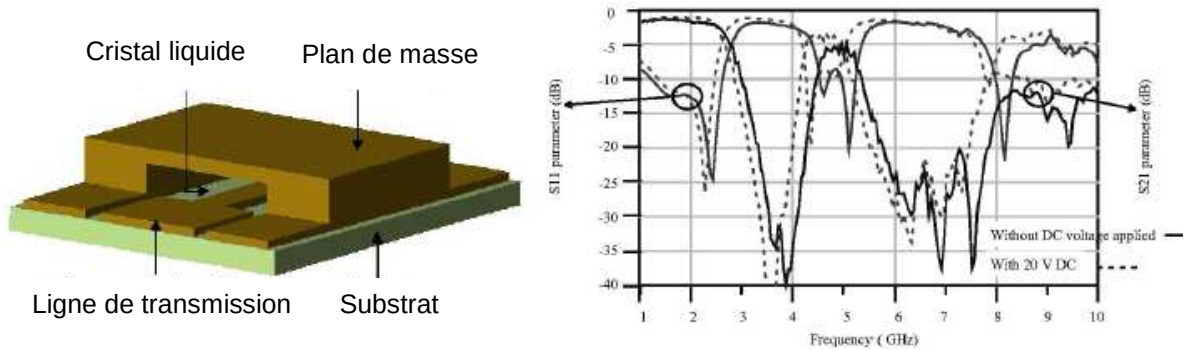


Figure I.31 : Exemple d'utilisation de cristal liquide [46]

- *Les matériaux piézoélectriques* : La différence entre les matériaux ferroélectriques et piézoélectriques est assez subtile. Pour ces matériaux, le champ va entraîner une déformation du cristal, ce qui entraîne l'apparition d'une polarisation qui modifie la permittivité relative du matériau, et réciproquement. Sur la Figure I.32, les déformations possibles sont schématisées suivant l'application d'un champ électrique.

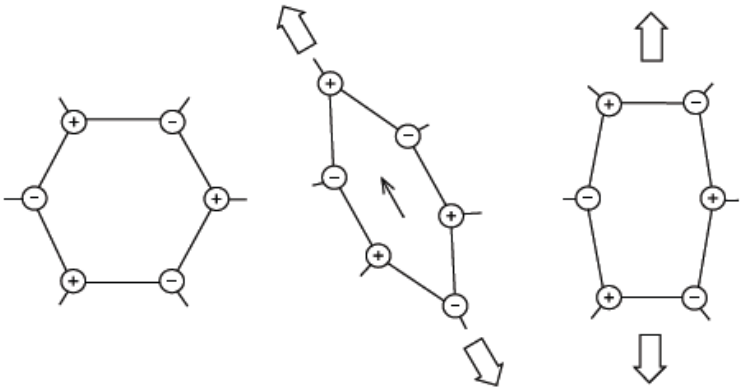


Figure I.32 : Schéma de l'effet piézo-électriques [47]

Les matériaux piézoélectriques sont généralement utilisés pour réaliser des oscillateurs ou des résonateurs. Leur principale caractéristique est un fort facteur de qualité, pouvant atteindre 10000 et bien plus. Ils présentent de faibles pertes [48] et sont adaptés aux applications à forte puissance. Toutefois, la forte tension ainsi que le temps de commutation important sont les limites majeures pour ces matériaux.

I.6.3. Les matériaux magnétiques :

Certains matériaux sont capables de modifier leur perméabilité sous l'application d'un champ magnétique. Les matériaux utilisés sont les matériaux ferromagnétiques. Ces

matériaux possèdent une aimantation très forte sous l'effet d'un champ magnétique statique extérieur. Cette propriété résulte en une orientation des moments de tous les spins qui modifie la perméabilité du matériau ferromagnétique.

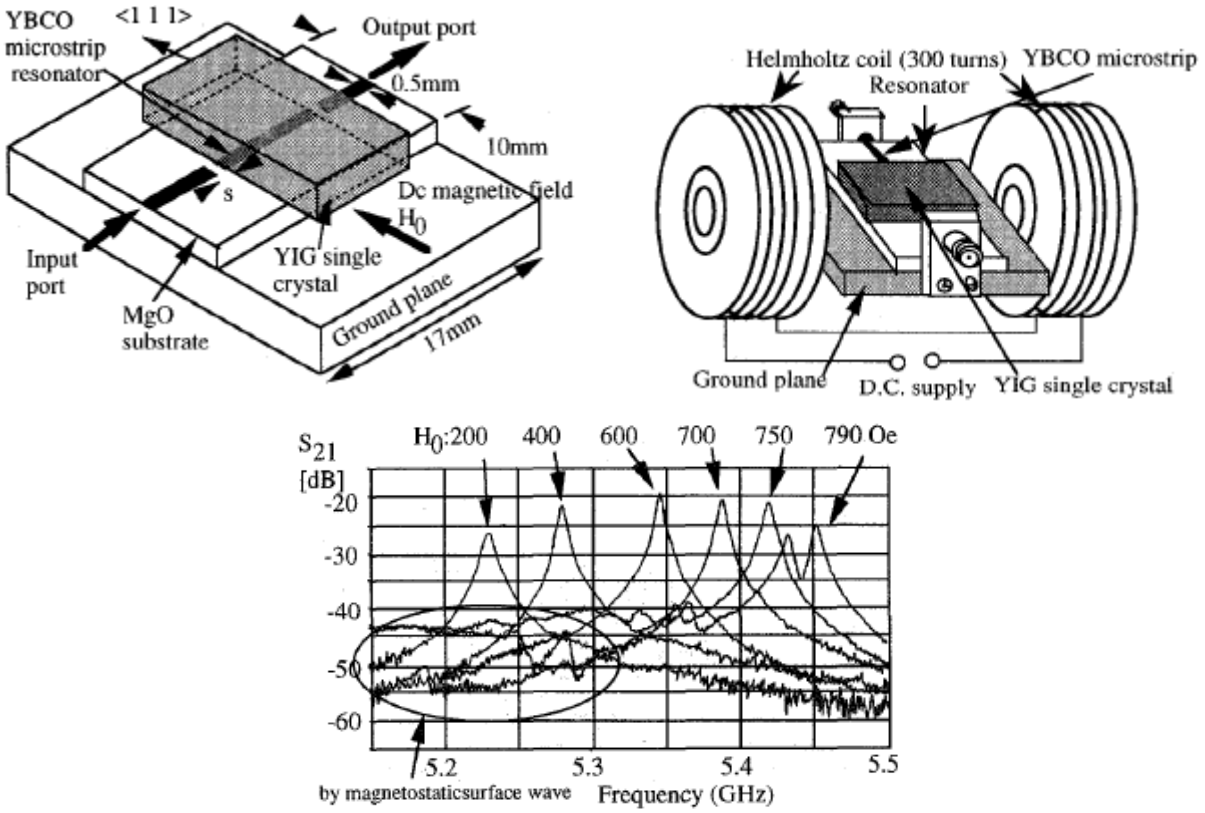


Figure I.33 : Exemple d'utilisation d'un matériau magnétique Yttrium Iron Garnet (YIG) [49]

- Limitations de ces matériaux :

Les matériaux magnétiques ont des pertes diélectriques non négligeables, ce qui contribue à des pertes d'insertion relativement fortes pour les dispositifs. Néanmoins, l'inconvénient principal limitant l'intégration des dispositifs utilisant ces matériaux est la nécessité d'avoir un champ magnétique de commande important, l'encombrement spatial des générateurs de champ magnétique est alors très important (Figure I.31).

I.6.4. Le contrôle optique :

Le contrôle optique est apparu vers le milieu des années 70. Le principe est basé sur la modification des caractéristiques de propagation du signal. La commande est dans ce cas lumineuse et plus particulièrement réalisée grâce à un laser.

En général, il y a deux types de contrôle optique : direct et indirect.

- Le contrôle optique direct est basé sur l'effet photoconducteur, modifiant directement les caractéristiques microondes et électriques du substrat dans la zone d'éclairement. En effet, l'effet photoconducteur repose sur la conversion de photons en

paires électron-trou dans un substrat semiconducteur lorsqu'il est éclairé [50]-[52]. La génération des paires électron-trou, à un endroit précis du composant par une source optique d'énergie supérieure à la bande interdite du matériau, modifie localement la conductivité et la permittivité du substrat (Figure I.34).

- Le contrôle optique indirect est basé sur l'effet photovoltaïque ou photoconducteur. La commande est toujours lumineuse mais celle-ci illumine un composant intermédiaire tel qu'un détecteur photovoltaïque. L'effet photovoltaïque repose sur la génération, sous illumination, d'une différence de potentiel, ou d'un courant, qui commande un composant RF (varactor à semiconducteur, diodes…). Ainsi, le composant intermédiaire converti le signal optique en signal électrique.

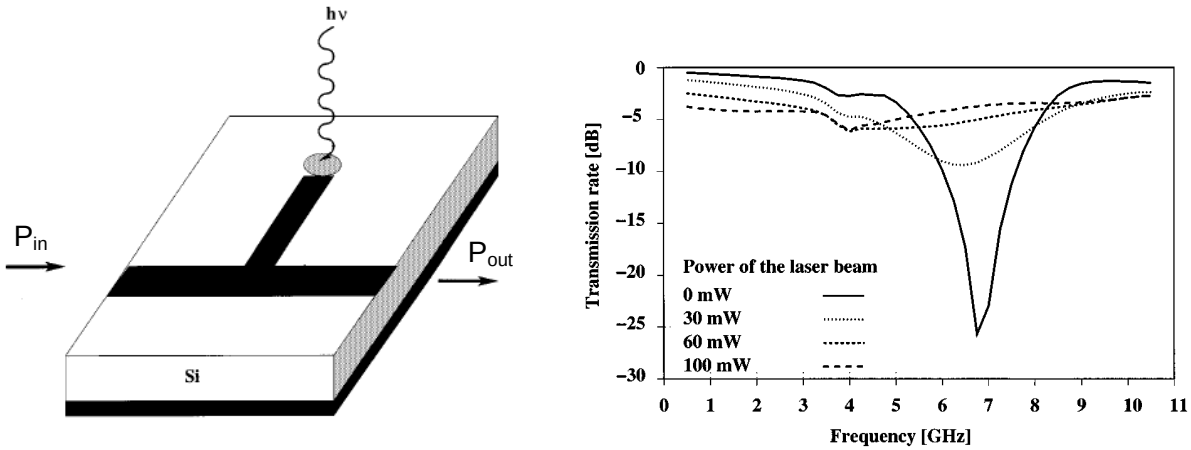


Figure I.34 : Exemple d'utilisation d'un contrôle optique [53]

- Avantages de cette technologie :

La co-réalisation des circuits microondes monolithiques intégrés (MMIC) et optiques intégrés sur un seul et même substrat permet de diminuer les dimensions et de rendre l'ensemble plus compact [54].

- Limitations de cette technologie :

La variation des propriétés du substrat obtenue dépend de la puissance du signal lumineux incident et de la tension continue appliquée [55]-[56]. Ce type d'accord nécessite l'utilisation de systèmes à base de fibres optiques, ce qui peut être encombrant.

I.6.5. La technologie MEMS :

Les MEMS (Micro-Electrical Mechanical System) sont des micro-systèmes mécaniques dont certaines parties peuvent être déplacées ou déformées. Dans le domaine des dispositifs accordables, les MEMS exploitent une action mécanique pour modifier les propriétés électriques.

Figure I.35 : Exemple d'un MEMs [57]

Depuis 1985 jusqu'aux années 2000, la fréquence de coupure des diodes à semiconducteurs n'a plus évolué (inférieure à 2THz). Les MEMs microondes permettent de franchir ce verrou technologique [58]. Ils peuvent atteindre une fréquence de coupure de l'ordre de 20 à 80 THz et un facteur de qualité Q supérieur à 100 aux fréquences microondes.

Il y a plusieurs types d'actionnement des composants MEMS [59] :

- *Par une force électrostatique :* c'est la technique la plus utilisée car c'est la moins consommatrice d'énergie, la plus rapide en terme de commutation et celle conduisant à la plus forte intégration. L'application d'une différence de potentiel entre les deux électrodes crée des charges positives ou/et négatives qui produisent des forces de Coulomb. Ces forces entraînent le mouvement de l'électrode mobile.

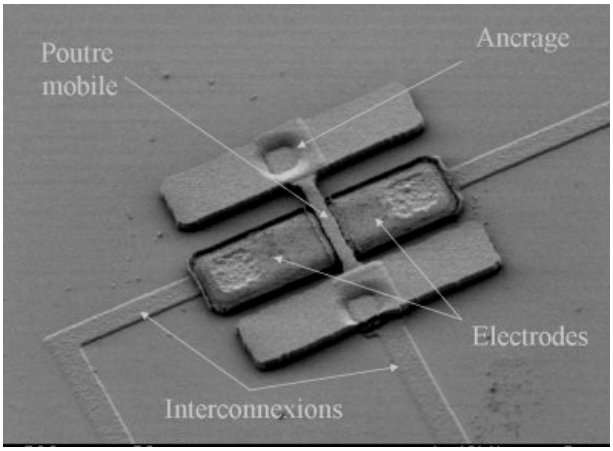


Figure I.36 : Exemple d'actionnement MEMs par une force électrostatique [60]

- *Par déformation thermique :* L'actionnement est créé par un courant traversant des films résistifs qui, par effet joule, entraîne un échauffement, et donc une déformation du composant. La Figure I.37 présente un exemple de ce type d'actionnement. Le commutateur se compose de deux matériaux dont les coefficients de dilatation thermiques diffèrent. Lorsqu'il est chauffé, le commutateur baisse à l'état bas.

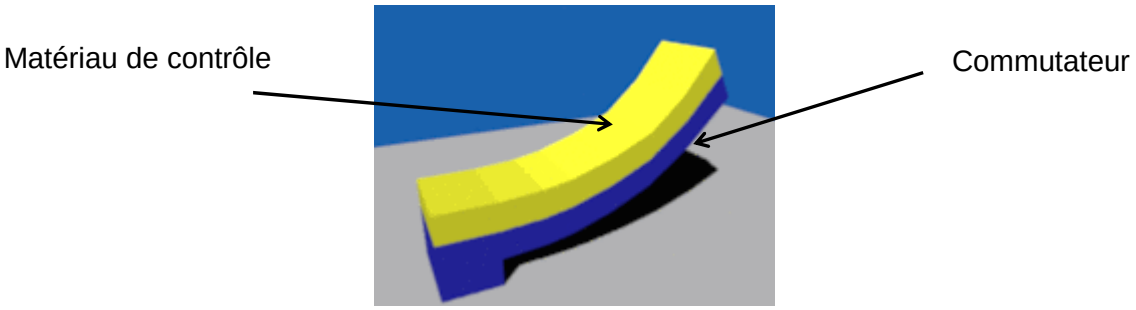


Figure I.37 : Exemple d'actionnement MEMs par déformation thermique [60]

- *Par une couche de matériaux piézoélectriques :* L'application d'une différence de potentiel sur un matériau piézoélectrique permet de le dilater ou de le contracter. Ainsi, avec un tel matériau, les structures peuvent être déformées par cet actionnement.

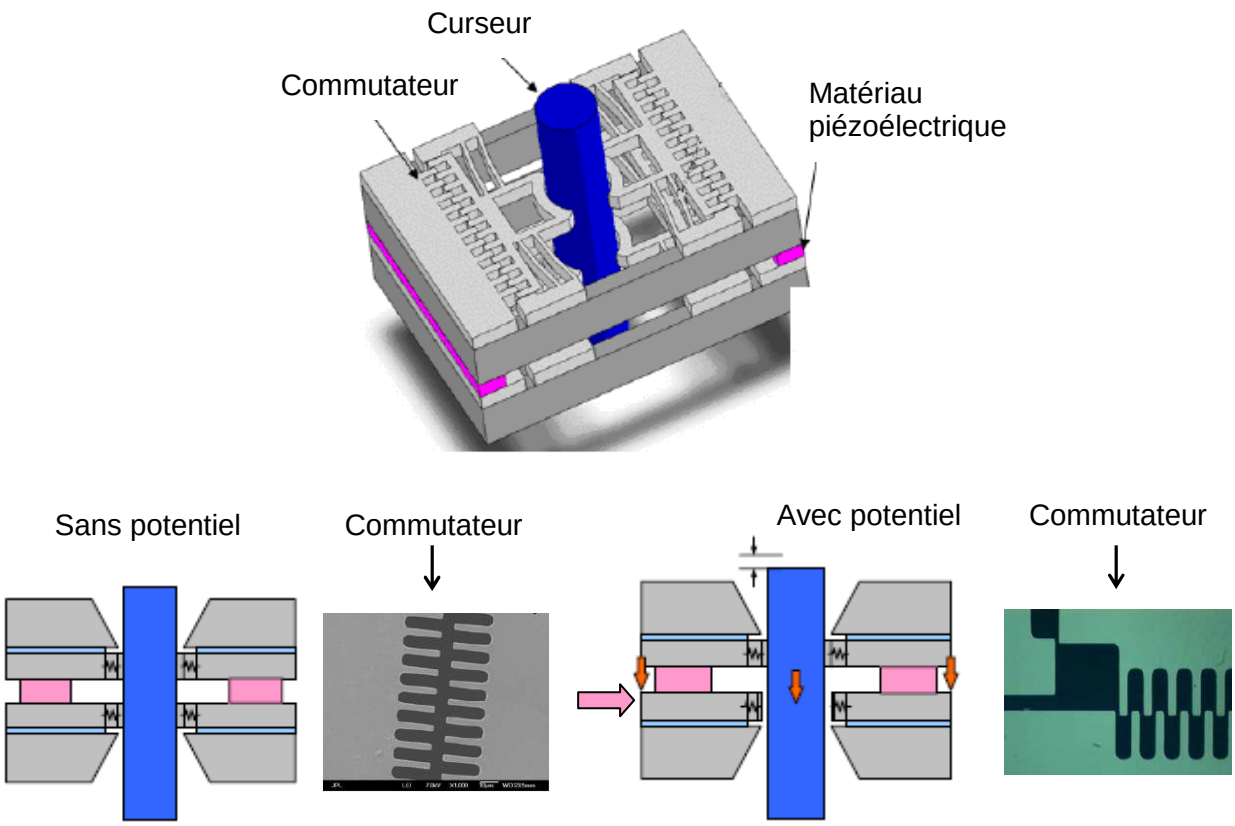


Figure I.38 : Exemple d'actionnement MEMs par une couche de matériau piézoélectrique [61]

- *Par polarisation du champ magnétique :* Des bobines créent un champ magnétique lorsqu'elles sont alimentées. Une plaque centrale ou une poutre est alors attirée vers le bas.

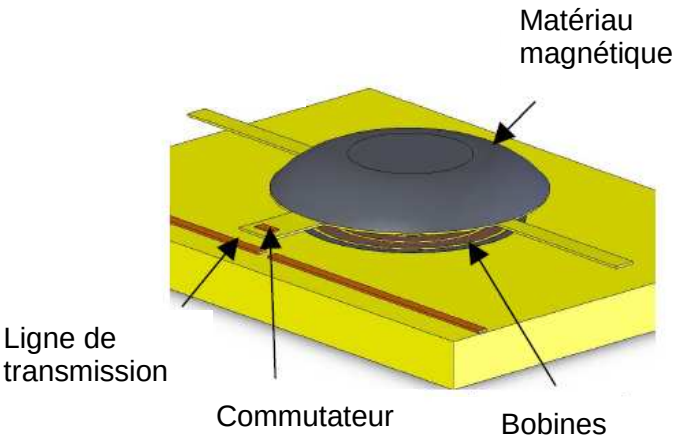


Figure I.39 : Exemple d'actionnement MEMs par polarisation le champ magnétique [62]

- Les avantages de la technologie MEMs :

- Une consommation de puissance quasiment nulle pour les MEMs à actionnement électrostatique : si la tension d'actionnement nécessaire est élevée (20V-80V), le courant est quasiment nul, par conséquent, la puissance consommée est très faible (10 à 100 nJ par cycle d'abaissement).
- Des pertes d'insertion très faibles : en effet, l'utilisation de substrat ayant de plus faibles pertes que les semiconducteurs permet une diminution des pertes diélectriques. Des couches de conducteurs épaisses permettent de limiter les pertes par conduction.
- Fort facteur de qualité : les facteurs de qualité des MEMs peuvent être supérieurs à 300 aux fréquences millimétriques.
- Une fréquence de coupure élevée : la fréquence de coupure théorique des interrupteurs MEMS a de l'ordre de la dizaine de térahertz.
- Un faible coût : utilisation des technologies C.I (quartz ou silicium) bas coût.
- Linéarité : cette technologie ne souffre pas de problème de distorsion ou de non linéarité [57]-[63]. Néanmoins, lors de la mise en applications réelle à grande échelle, ce point reste encore à améliorer.
- Fiabilité : Ces dernières années, ces dispositifs ont eu des bonnes performances en terme de cycles de commutations (> 60 milliards) [58], [64]. Néanmoins, tous les MEMs ne présentent pas encore de bonnes performances, il reste encore des améliorations significatives à apporter pour être pleinement satisfait de la fiabilité.

- Les limitations de cette technologie :

- Une vitesse d'actionnement relativement faible de l'ordre de la microseconde.

- Des tensions de polarisations élevées de l'ordre de 20 à 80V ce qui est trop important pour les applications embarquées.
- Grosse consommation de puissance pour les MEMs à actionnement thermique ou magnétique.
- Le packaging : La technologie MEMS est relativement sensible à l'environnement extérieur, entre autres à l'humidité et la composition de l'atmosphère gazeuse. Il est donc nécessaire de prévoir une encapsulation hermétique de petites dimensions, qui ne doit pas pour autant dégrader les performances RF [57].
- Le coût : Le coût pour la mise en boîtier est actuellement élevé.

Pour toutes ces raisons, la technologie MEMs est la plus prometteuse, son attrait reste indéniable si on peut s'acquitter des défauts liés à leur mise en œuvre.

I.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons mis en évidence la nécessité de réaliser des filtres reconfigurables pour répondre aux exigences des systèmes de télécommunication actuels.

Lors de la conception de la fonction de filtrage nous devons dans un premier temps faire un choix de topologie. Ce choix est dicté par les spécifications à atteindre tant en bande passante qu'en bande atténuée. Cette étape passe par l'établissement et l'utilisation de synthèses basées sur des principes élémentaires que nous avons présentés. Le choix technologique doit lui aussi être dicté par le cahier des charge. Toutefois dans les applications envisagées dans le cadre de ces travaux, les dispositifs ne doivent pas véhiculer de puissance. Ainsi, nous privilégierons les technologies planaires, notamment pour des aspects d'encombrement, de poids et de flexibilité de conception. Ces technologies, qu'elles soient coplanaire ou microruban, offrent notamment la possibilité d'implanter facilement les MEMS nécessaires à la mise en œuvre de fonctions accordables en fréquence.

Dans la suite de notre étude nous aborderons un à un ces aspects de conception en bande sub-millimétrique: choix d'une technologie appropriée au domaine de fréquence, choix d'une topologie efficace pour assurer la reconfigurabilité, choix d'une topologie de MEMS et enfin intégration du MEMS dans le dispositif.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I

[1] DAVID M. POZAR
« Microwave engineering, 3rd Edition »
John Wiley & Sons, Inc., USA, 2005.

[2] J.ORTUSI
« Etude Mathématique des circuits de l'électronique »
Tome II : Synthèse des circuits
Ed. Masson, 1967

[3] M. HASLER, J. NIERYNCK
« Traité d'électricité : Filtres électriques, volume XIV »
Ecole polytechnique de Lausanne, Ed. Georgi

[4] G. PRIGENT
« Méthode de conception de filtres planaires à bande étroite dans les domaines centimétrique et millimétrique »
Mémoire de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, n° d'ordre 908, Décembre 2002.

[5] R. SAAL, E. ULBRICH
« On the Design of Filters by Synthesis »
Circuit Theory, IRE Transactions on, vol. 5, pp. 284-327, 1958

[6] J. S. HONG, M. J. LANCASTER
« Microstrip filters for RF/microwave applications »
John Wiley & Sons, Inc., USA, 2001

[7] G. L. MATTHAEI, L. YOUNG, E. M. T. JONES
« Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures »
ARTECH HOUSE, Dedham MA, 1980.

[8] T. KANEYUKI, H. KANAYA, I. AWAI
« Superconducting Coplanar Filter With Attenuation Poles »
IEICE Transactions on Electronic, vol. E-81-C, no. 8, pp. 1366 – 1367, August 1998.

[9] **J. J. TSAI, C. L. HUANG**
« Bandpass Filters With Multiple Attenuation Poles in Stopband »
IEICE Transactions on Electronic, vol. E-83-C, pp. 1160 – 1165, July 2000.

[10] **C. M. TSAI, S. Y. LEE, C. C. TSAI**
« Hairpin Filters With Tunable Transmission Zeros »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2001

[11] **R. LEVY, R. V. SNYDER, G. L. MATTHAEI**
« Design of Microwave Filters »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 3, pp. 783 – 793, March 2002.

[12] **A. RIDDLE**
« High Performance Parallel Coupled Microstrip Filters »
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, pp. 427 – 430, 1997.

[13] **I. J. BAHL**
« Capacitively Compensated High Performance Parallel Coupled Microstrip Filters »
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, pp. 679 – 682, 1989.

[14] **S. B. COHN**
« Parallel-coupled Transmission Line Resonator Filters »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 6, pp. 223 – 231, April 1958.

[15] **M. K. M. SALLEH**
« Contribution à la Synthèse de Résonateurs Pseudo-Elliptiques en Anneau. Application au Filtrage Planaire Millimétrique »
Mémoire de Doctorat en Electronique, Université de Toulouse, Octobre 2008.

[16] **C. QUENDO**
« Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies et synthèses associées »
Mémoire de Doctorat en Electronique, Université de Brest, n° d'ordre 839, Novembre 2001.

[17] **K. I. KONNO**
« Small Size Combline Microstrip Narrow BPF »
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, pp. 917 – 920, 1992.

[18] **S. BIBER**
« Design of an Interdigital Filter in Stripline Technology »
Computer Aided Microwave Circuit Design, April 2000.

[19] **R. R. MANSOUR**
« Filter Technologies for Wireless Base Stations »
IEEE Microwave Magazine, vol. 5, no. 1, pp. 68 – 74, March 2004.

[20] **A. COON**
« Capabilities and Applications of SAW Coupled-Resonator Filters »
http://www.rfm.com/products/apnotes/an23.pdf, December 1990.

[21] **A. COON**
« SAW Filters PCB Layout »
http://www.rfm.com/products/apnotes/an42.pdf, 1999.

[22] **C. K. CAMPBELL**
« Applications of surface acoustic and shallow bulk acoustic-wave devices »
Proceedings of the IEEE, vol. 77, no. 10, pp. 1453 – 1484, October 1989.

[23] **D. PENUNURI, R. KOMMRUSCH, N. MELLEN**
« A Tunable SAW Duplexer »
IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 361 – 366, 2000.

[24] **N. SHIBAGAKI, N. MATSUURA, K. SAKIYAMA, M. HIKITA**
« An Integrated SAW Antenna Duplexer for EGSMDCS 1 8OOIPCS Tripleband Cellular Systems »
IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 391 – 394, 2000.

[25] **T. SENBO**
« Mobile Communication Trends Raise New Challenges for SAW Filters »
AEI, pp 52-56, February 2002.

[26] A. A. SHIRAKAWA
« Etude, synthèse et réalisations de filtres BAW pour applications mobiles »
Mémoire de Doctorat en Electronique, Université Bordeaux I, n° d'ordre 3240, Novembre 2006.

[27] K. M. LAKIN
« Thin Film Resonators and Filters »
Proceedings IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 895 – 906, 1999.

[28] G. G. FATTINGER, J. KAITILA, R. AIGNER AND W. NESSLER
« Single-to-balanced Filters for Mobile Phones using Coupled Resonator BAW Technology »
IEEE UFFC Symposium, pp. 416 – 419, 2004.

[29] K. M. LAKIN
« Bulk Acoustic Wave Coupled Resonator Filters »
IEEE IFCS, pp. 8 – 14, 2002.

[30] A. A. SHIRAKAWA, J-M. PHAM, P. JARRY, E. KERHERVE
« Bulk Acoustic Wave Coupled Resonator Filters Synthesis Methodology »
35th European Microwave Conference, EuMC, pp. 459 – 462, 2005.

[31] L. N. DWORSKY
« A Comparison of Bandpass Filter Technologies for Communication System Applications »
IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 241 – 250, 1991.

[32] E. C. NIEHENKE, R. A. PUCEL, I. J. BAHL
« Microwave and Millimeter-Wave Integrated Circuits »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 3, pp. 846 – 857, March 2002.

[33] D. S. WILLIAMS, S. E. SCHWARZ
« Design and Performance of Coplanar Waveguide Bandpass Filters »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 31, no. 7, pp. 558 – 566, March 1983.

[34] K. C. GUPTA, R. GANG, J. J. BAHL
« Microstrip Lines and Slotlines »
ARTECH HOUSE, Debhamn MA, 1979.

[35] E. RIUS
« Modélisation de La Technologie Uniplanaire Par La Méthode des Différences Finies. Application au Couplage et au Filtrage »
Mémoire de Doctorat en Electronique, Université de Brest, n° d'ordre 324, Décembre 1994.

[36] T. LENADAN
« Contribution à la Conception et à la Réalisation de Modules Hyperfréquences Multi-Fonctions. Apports d'une Solution d'Intégration par Combinaison de Filières Technologiques Hybrides 3D »
Mémoire de Doctorat en Electronique, Université de Brest, n° d'ordre 723, Février 2000.

[37] K. CHEN, S. H. TSAI, J. H. HORNG, C. Y. HUANG
« Design and Fabrication of Multilayer HTS Filters »
Chinese Journal Of Physics, vol. 38, no. 2-11, pp. 268 – 272, April 2000.

[38] K. D. MOSSMAN, G. L. MATTHAEI, G. L. HEY-SHIPTON
« A Narrow-Band HTS Bandpass Filter at 18.5 MHz »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp. 653 – 656, 2000.

[39] M. REPPEL, H. CHALOUPKA
« Novel Approach For Narrowband Superconducting Filters »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 4, pp. 1563 – 1566, 1999.

[40] F. SALLIOU
« Utilisation de matériaux supraconducteurs en technologie couche épaisses pour applications aux circuits microondes : Analyse des comportements »
Mémoire de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, 2002.

[41] **H. KANAYA, T. SHINTO, K. YOSHIDA, T. UCHIYAMA, Z. WANG**
« Miniaturized HTS Coplanar Waveguide Bandpass Filters with Highly Packed Meander Lines »
http://yossvr0.ed.kyushu-u.ac.jp/filter/01asc/2eg07.pdf

[42] **D. PACKIARAJ, V. S. REDDY, G. J. D'MELLO, A. T. KALGHATGI**
« Electronically switchable suspended substrate stripline »
Proceedings RF and Microwave Conference, RFM, pp. 64-66, 5-6 October 2004

[43] **C. A. HOARAU**
« Dispositifs accordables en radiofréquence : Exemples d'un adaptateur d'impédance accordable et d'un filtre passe-bas contrôlé optiquement »
Mémoire de Doctorat en Optique et Radiofréquence, Université JOSEPH FOURIER de Grenoble, Octobre 2008.

[44] **A. R. BROWN, G. M. REBEIZ**
« A Varactor-Tuned RF Filter »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, no. 7, pp. 1157 – 1160, July 2000.

[45] **A. J. NATH, D. GHOSH, W. FATHELBAB, J. P. MARIA, A. I. KINGON, P. D. FRANZON, M. B. STEER**
« A Tunable Combline Bandpass Filter Using Barium Strontium Titanate Interdigital Varactors on an Alumina Substrate »
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, page(s) : 4, June 2005.

[46] **J. F. BERNIGAUD, N. MARTIN, P. LAURENT, C. QUENDO, G. TANNE, B. DELLA, F. HURET, PH. GELIN**
« Liquid Crystal Tunable Filter Based On DBR Topology »
36th European Microwave Conference, 2006. page(s) : 368 – 371, Septembre 2006

[47] **S. L. SWARTZ**
« Topics in electronic ceramics »
IEEE Trans. on Electrical Insulation, vol. 25, no. 5, pp. 935 – 987, October 1990.

[48] H. HAYASHI, M. MURAGUCHI, Y. UMEDA, T. ENOKI
« A high-Q broad-band active inductor and its application to a low-loss analog phase shifter »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 44, pp. 2369 – 2374, December 1996.

[49] M. TSUTSUMI, T. FUKUSAKO
« Magnetically tunable superconducting microstrip resonators using yttrium iron garnet single crystals »
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 3, pp. 1491 – 1494, June 1997.

[50] N. MARTIN
« Contribution à la Réalisation de Circuits Hyperfréquences Reconfigurables à partir de Cristaux Liquides : des Matériaux aux Dispositifs »
Mémoire de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Décembre 2004.

[51] C. CANSELIET, F. DESHOURS, C. ALGANI, G. ALQUIE, S. FORMONT, J. CHAZELAS
« Contrôle optique d'antennes à balayage par photoconduction. Application à un réseau d'antennes intégrées sur GaAs »
17ème Colloque Optique Hertzienne et Diélectrique, Calais, Septembre 2003.

[52] J. D. ARNOULD, A. VILCOT
« Modélisation de la commande optique de structure micro ruban »
13ème Journée Nationales Microondes, Lille, Mai 2003.

[53] J. D. ARNOULD, A. VILCOT, G. MEUNIER
« Toward a simulation of an optically controlled microwave microstrip line at 10 GHz »
IEEE Transactions on Magnetics, vol. 38, no. 2, pp. 681 – 684, March 2002.

[54] M. E. KHALDI
« Déphaseurs hyperfréquences contrôlés optiquement : application aux antennes à balayage de phase »
Mémoire de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, IMEP, Novembre 2005.

[55] E. PISTONO
« Conception et réalisation de filtres microondes planaires accordables par varactors, à base de structures périodiques »
Mémoire de Doctorat en Optique et Radiofréquence, Institut National Polytechnique de Grenoble, Juillet 2006.

[56] J. HAIDAR, M. BOUTHINON, A. VILCOT
« A new optoelectronic technique for microwave passive structures tuning »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp. 1437 – 1440, 1996.

[57] A. POTHIER
« Conception, réalisation et test de microcommutateurs micro-électromécaniques et application aux circuits hyperfréquences reconfigurables »
Mémoire de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, Université de Limoges, n° d'ordre 72, Décembre 200 3.

[58] GABRIEL M. REBEIZ
« RF MEMS Theory, Design, and Technology »
Hoboken, New Jersey: J. Wiley & Sons, 2003.

[59] E. FOURN
« Etude et conception de systèmes de communication adaptatifs à base de MEMS aux longueurs d'ondes millimétriques »
Mémoire de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Décembre 2004.

[60] M. LAGOUGE
http://matthieu.lagouge.free.fr/mems/electrostatic.html

[61] E. H. YANG
« Development of Microactuator Technologies for Space Applications »
http://optics.nasa.gov/tech_days/tech_days_2005/docs/33%20JPL%20MEMS%20Actuators.pdf

[62] A. HARTLEY, N. DIMITRAKOPOULOS, R. MILES, R. POLLARD
« A Prototype Magnetically Actuated MEMS RF Switch »
2nd EMRS DTC Technical Conference, Edinburgh 2005

[63] C. GOLDSMITH, J. RANDALL, S. ESHELMAN, T. H. LIN, D. DENNISTON, S. CHEN, B. NORWELL
« Characteristics of micromachined switches at microwave frequencies »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 2, pp. 1141 – 1144, 1996.

[64] L. DUSSOPT, G. M. REBEIZ
« Intermodulation distortion and power handling in RF MEMS switches, varactors and tunable filters »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 4, pp. 1247 – 1256, April 2003.

Chapitre II

CHAPITRE II : ETUDES DES FILIERES TECHNOLOGIQUES POUR LES FILTRES PASSE BANDE DANS LA BANDE W

II.1. INTRODUCTION

Lors de la mise en œuvre de dispositifs hyperfréquences, et à fortiori en bande millimétrique, le choix technologique est primordial. Il est d'autant plus important que la sélectivité de nos applications est grande. En effet, le niveau de précision technologique ainsi que ses performances doit être en rapport avec la sélectivité du dispositif. Plus l'application est bande étroite, plus les pertes d'insertion sont élevées et plus le dispositif est sensible aux dispersions technologiques.

Ce chapitre est consacré à la détermination de la technologie planaire la mieux adaptée à la réalisation de dispositifs en bande W (75 GHz-110 GHz). Nous étudierons en particulier deux filières technologiques développées au LAAS : membrane sur silicium et BCB sur silicium. Une fois les limitations technologiques établies pour chacune de ces filières en termes de gamme d'impédances accessibles et de dimensionnement, nous mettons en œuvre différentes topologies de filtres large bande et bande moyenne, puis en bande étroite. L'analyse des performances expérimentales de ces dispositifs servira à orienter notre choix pour la réalisation des dispositifs passifs accordables aux fréquences millimétriques.

II.2. FILIERES TECHNOLOGIQUES PLANAIRES

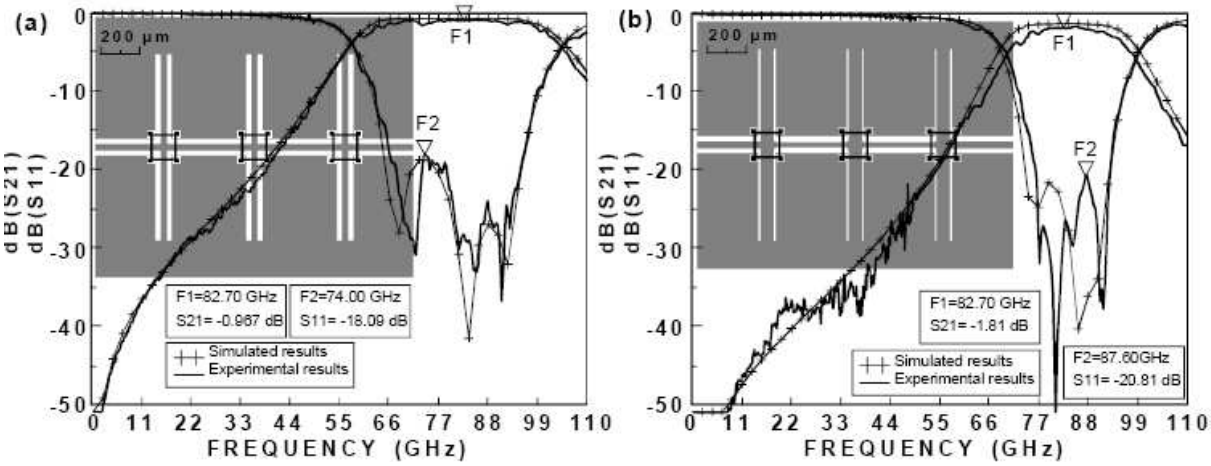
Il existe de nombreuses filières technologiques planaires ; parmi celles-ci on peut citer quelques filières intéressantes destinées à la bande millimétrique et présentant de bonnes performances : technologie GaAs, technologie membrane et technologie à base de Si.

II.2.1. Filière technologique sur GaAs (Arséniure de Gallium) :

La filière technologique GaAs [1]-[3] est historiquement la première technologie utilisée pour la réalisation de fonctions hyperfréquences dans le domaine millimétrique. En effet, de par sa nature semiconducteur, l'arséniure de gallium a pour principal avantage ses propriétés de transport de charges qui ont été à la base de la conception de puces actives [4]. De plus, les faibles niveaux de pertes diélectriques ($\tan\delta \approx 2.10^{-5}$) favorisent l'utilisation d'un tel substrat pour la réalisation de fonctions passives. Ainsi, la technologie GaAs offre la possibilité de concilier sur une même puce fonctions actives et passives offrant ainsi des possibilités d'intégration accrues.

Cette technologie a montré de très bonnes performances quelle que soit la bande de fréquence, de la bande X à la bande G [5]-[7].

Afin d'évaluer les performances d'une telle technologie, nous rapportons ici les résultats de mesures de filtres réalisés en bande W sur substrat GaAs de 400 µm [8]. Considérons dans un premier temps des filtres large bande (Figure II.1) présentant respectivement des bandes passantes de 58% et 36%. Pour de tels filtres, les pertes sont de 0.96 dB et 1.81 dB respectivement.



(a) **(b)**

Figure II.1. Masque, simulation et mesure de (a) 58% bande passante et (b) 36% bande passante.

Ces valeurs sont en accord avec l'expression suivante [9]-[10] :

$$I.L = \frac{4.343.n}{Q_u.\omega} \qquad \text{(II.1)}$$

où n est l'ordre du filtre, ω sa bande passante relative et Q_u son coefficient de qualité à vide qui pour une ligne de 50Ω est proche de 25.

II.2.2. Filières technologiques sur Si (silicium) :

Contrairement aux technologies III-V dont le coût de production réserve leur utilisation à des séries de très petites quantités, les filières silicium ont un coût beaucoup plus faible qui les rendent attractives pour une utilisation grand public.

Cependant, le principal inconvénient de ces filières est le niveau important de pertes diélectriques. Ces pertes (tanδ = 0.018) sont préjudiciables notamment pour les fonctions passives. Elles constituent le point bloquant lors de la conception de filtre à bande étroite, où le niveau de pertes augmente avec la sélectivité.

II.2.3. Technologie membrane sur silicium :

Le problème principal en utilisation silicium vient des pertes induites par le substrat insuffisamment isolant. Afin de résoudre ce problème, les recherches se sont concentrées sur la suppression du substrat silicium, le milieu environnant devient ainsi comparable à l'air [11]-[13].

La technologie membrane est développée sur ce principe, la membrane est un support très fin (couches diélectriques) sur lequel reposent les lignes métalliques [14]. En dessous de cette membrane, une couche d'air est obtenue en usinant le substrat. La Figure II.2 illustre les topologies de lignes de transmission utilisant la technologie membrane.

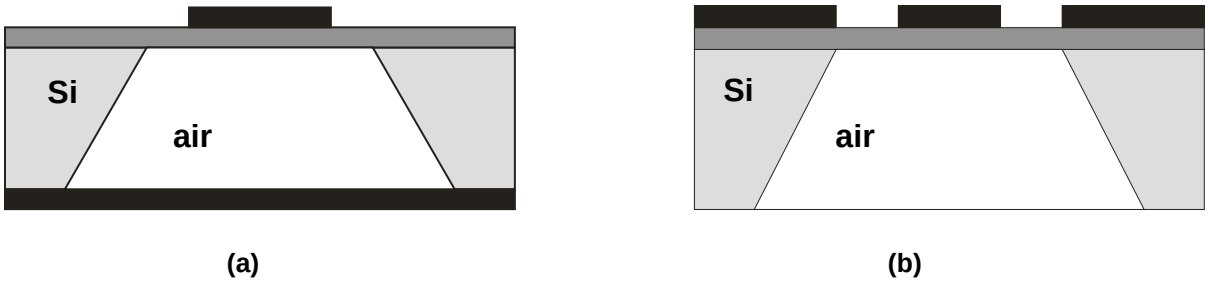


Figure II.2. Topologies de lignes de transmission en technologie membrane micro-ruban (a) et coplanaire (b)

Cette technologie utilisée pour minimiser les pertes des lignes en haute fréquence présente les avantages suivants [3] :

- L'épaisseur très faible du substrat implique une forte diminution des pertes diélectriques.
- La permittivité proche de celle de l'air conduit à une augmentation de la largeur des conducteurs chauds. Ainsi, les structures sont moins sensibles à la dispersion technologique.
- D'autre part, la membrane permet de minimiser les phénomènes de dispersion et d'éliminer les modes de boîtier.

L'inconvénient majeur de cette filière technologique concerne la gamme d'impédances accessibles. En effet, si la permittivité effective faible est un avantage vis-à-vis de la sensibilité et des pertes, elle réduit considérablement les valeurs d'impédances technologiquement réalisables.

Considérons une technologie présentant une membrane sur substrat de silicium de 400 µm d'épaisseur, pour des limites technologiques de 10 µm pour les largeurs de ruban et de fentes. En technologie microruban, la gamme d'impédance à 94 GHz est de [93Ω - 311Ω], autrement dit le standard 50Ω n'est pas réalisable, tandis qu'en coplanaire elle est de [44Ω - 104Ω]. Comme nous le verrons plus tard, ces limitations vont contraindre les bandes passantes de nos dispositifs.

II.2.4. Filière technologique à base de silicium :

Les technologies silicium, si elles offrent un intérêt vis-à-vis de la réduction des coûts et de l'intégration des fonctions actives, ont pour principal inconvénient un niveau de pertes diélectriques incompatible avec les spécifications requises pour les fonctions passives. Nous proposons de préserver le substrat silicium pour l'intégration des fonctions actives, une alternative consiste à utiliser le substrat silicium comme carte mère [15]-[17]. Les fonctions passives seront alors transférées via une surcouche diélectrique.

Il existe beaucoup de matériaux utilisés comme couches isolantes tels que les polyimides à 20GHz [18], le LCP (Liquid Crystal Polymer) à 60GHz [19] ou le BCB (Benzocyclobutène) jusqu'à 220GHz [20]. Parmi ces matériaux, le BCB présente de nombreux avantages en bande millimétrique. Cette technologie en cours de développement dans de nombreux laboratoires se base sur le dépôt de surcouches diélectriques BCB d'épaisseurs de 10µm à 20 µm en fonction du nombre de couche déposées [21]-[23]. Le BCB est un diélectrique dont les caractéristiques sont les suivantes : $\varepsilon_r = 2.65$, $\tan\delta = 2.10^{-3}$. Ce diélectrique se caractérise donc par de faibles pertes ce qui en fait son principal intérêt.

Toutefois d'un point de vue mise en œuvre technologique, le dépôt de multiples couches de BCB s'avère délicat. C'est pourquoi on se limite à deux couches pour assurer un bon état de surface et éviter les problèmes d'arrachement.

Pour une utilisation en technologie microruban, la gamme d'impédances réalisables est de l'ordre de [8Ω - 106Ω], tandis qu'en technologie coplanaire elle est de [41Ω - 92Ω]. Nous pouvons constater une nette augmentation de la gamme d'impédance en microruban, celle obtenue en coplanaire reste sensiblement la même qu'en technologie membrane.

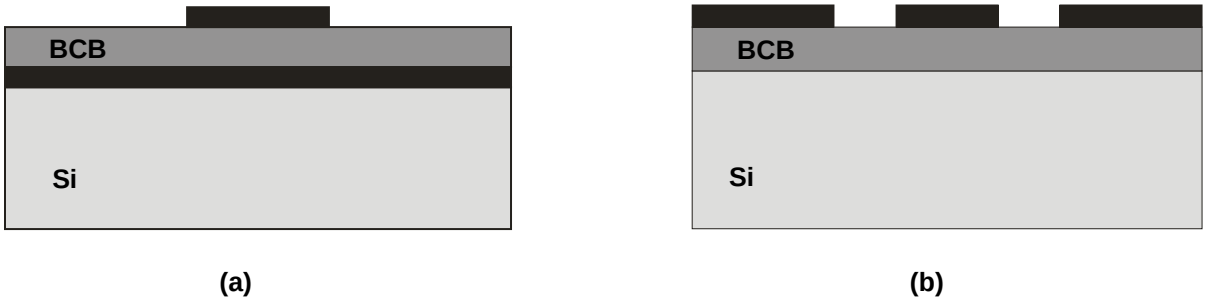


Figure II.3. Topologies de lignes de transmission en technologie Si-BCB micro-ruban (a) et coplanaire (b)

II.2.5. Conclusion :

A l'issu du descriptif des différentes technologies, deux d'entre elles ressortent tant par leur facilité d'intégration que leur performances : la technologie membrane et la technologie Si-BCB. Pour ces deux technologies nous allons étudier leur performances et limitations en bande W afin de définir le choix technologique le plus approprié à la conception de filtres.

II.3. TECHNOLOGIE MEMBRANE POUR APPLICATION EN BANDE W (75 GHZ – 110 GHZ)

Le chapitre I a mis en évidence les nombreux avantages des technologies coplanaires vis-à-vis des technologies microruban : souplesses de conception, technologie peu dispersive, report direct de court-ciruit sans trous métallisés. Nous allons définir les limites d'utilisation de cette technologie dans la gamme millimétrique.

II.3.1. Dimensionnement optimal des lignes coplanaires :

Afin de déterminer le dimensionnement optimal des lignes coplanaires, nous nous basons sur les travaux de W. Heinrich [24]-[25] utilisant une description quasi-TEM des champs. A partir de l'analyse électromagnétique d'une ligne coplanaire, l'évolution des différents éléments du schéma équivalent distribué (RLCG) de la ligne coplanaire a été étudiée (Figure II.4).

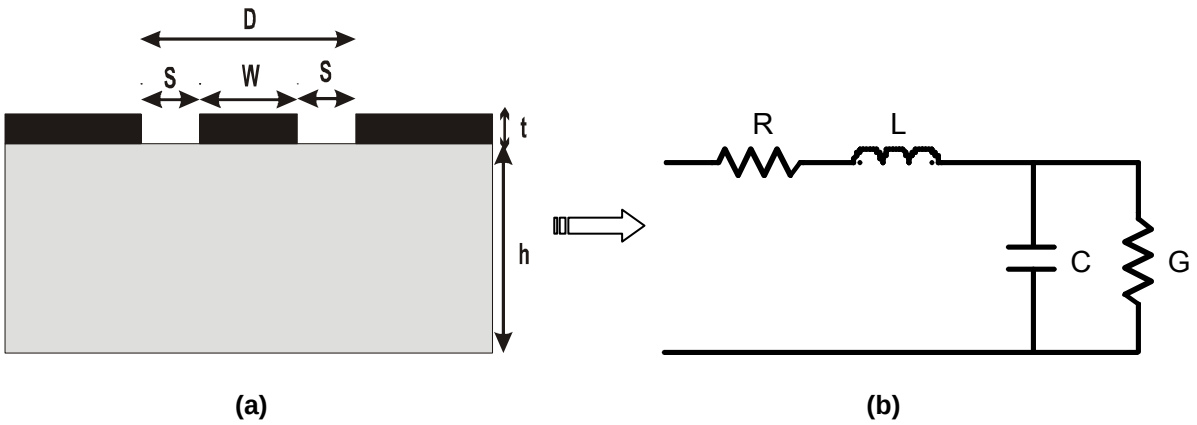


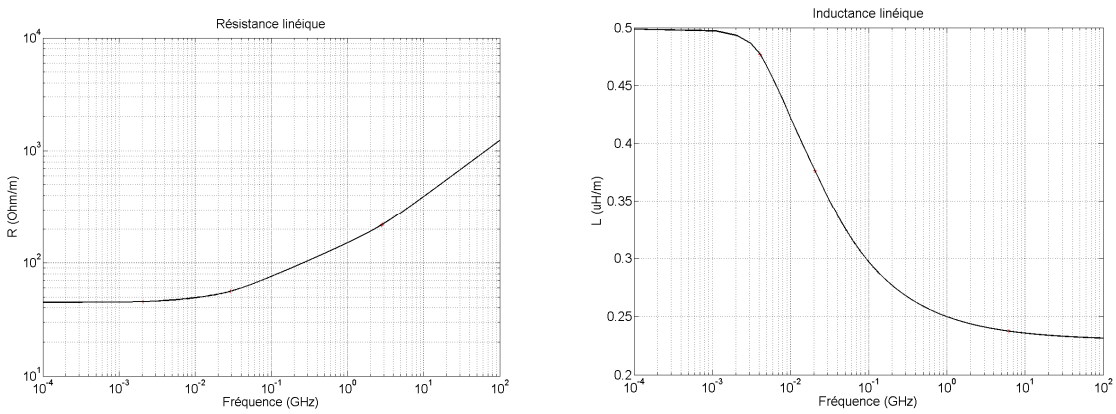
Figure II.4. Paramètres physiques de la ligne coplanaire (a) et schéma équivalent distribué (b)

L'inductance L est décomposée en une inductance externe L_e et une inductance interne L_i ($L = L_e + L_i$). Les éléments C et G sont négligeables avec la fréquence alors que la résistance R et l'inductance interne L_i dépendent fortement de la fréquence. Ceci peut être expliqué par la modification de l'effet de peau sur la distribution de courant dans les conducteurs en fonction de la fréquence de l'onde.

Aux hautes fréquences, l'effet de peau ($\delta << t$) apparaît, l'inductance externe L_e est indépendante et égale à l'inductance $L_{e\infty}$ obtenue pour un conducteur parfait, les valeurs de R et L_i sont calculées par la loi d'inductance incrémentale de Wheeler [26] ($R \sim \sqrt{f}$ et $L_i \sim 1/\sqrt{f}$). Aux très basses fréquences, les valeurs de R et L tendent vers leurs valeurs statistiques ($R \propto 1/\sigma t$ et $L \cong 2.L_{e\infty}$, avec t et σ respectivement l'épaisseur et la conductivité du métal).

Les résultats théoriques de l'évolution de R et L en fonction de la fréquence issus de cette méthode sont décrits dans la Figure II.5. Une fois les paramètres R, L, C et G déterminés, on en déduit les paramètres de propagation, d'atténuation, d'impédance et de permittivité effective.

Dans notre cas, les études du dimensionnement optimal de la ligne coplanaire se sont basées sur les caractéristiques de la ligne coplanaire sur membrane de silicium : ε_r = 1.87, h = 400µm, t = 3µm, σ = 4,1.10^7 S/m.



(a) **(b)**

Figure II.5. Evolution des paramètres R (a) et L (b) d'une ligne coplanaire en fonction de la fréquence

II.3.1.1. La distance inter masse :

La distance inter-masse ($d=W+2.S$) est un paramètre important pour la propagation. En effet, afin d'éviter la propagation de modes parasites, cette distance doit rester faible devant la longueur d'onde. La contrainte généralement appliquée sur d est telle que $d \leq \lambda_g/10$ ($\lambda_g=\lambda_0/\varepsilon_r$). En augmentant cette contrainte ($d \leq \lambda_g/20$) nous pouvons alors négliger les pertes par rayonnement.

En effet, l'atténuation dépend aussi de la distance inter masse (Figure II.6). L'atténuation est inversement proportionnelle à la distance d. Il en résulte que d doit être la plus proche possible de d_{max}.

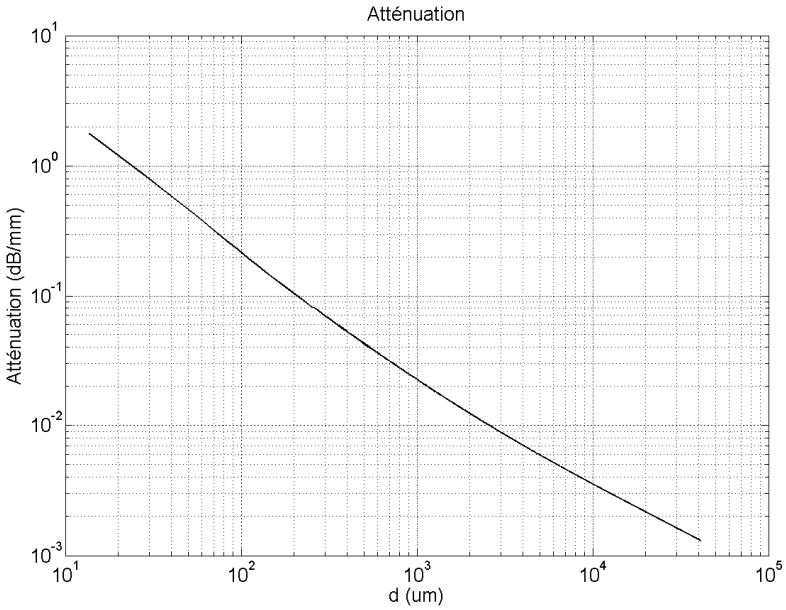


Figure II.6. Evolution de l'atténuation en fonction de la distance inter masse

II.3.1.2. Le rapport w/d :

Ce rapport *w/d* va affecter le choix de l'impédance caractéristique de la ligne. D'après la Figure II.7 nous pouvons constater que, comme nous l'avions annoncé précédemment, plus la distance inter masse *d* est élevée et plus l'atténuation est faible. Afin de minimiser cette atténuation il est préférable de fixer *w* dans un intervalle entre *0.3d* et *0.6d*.

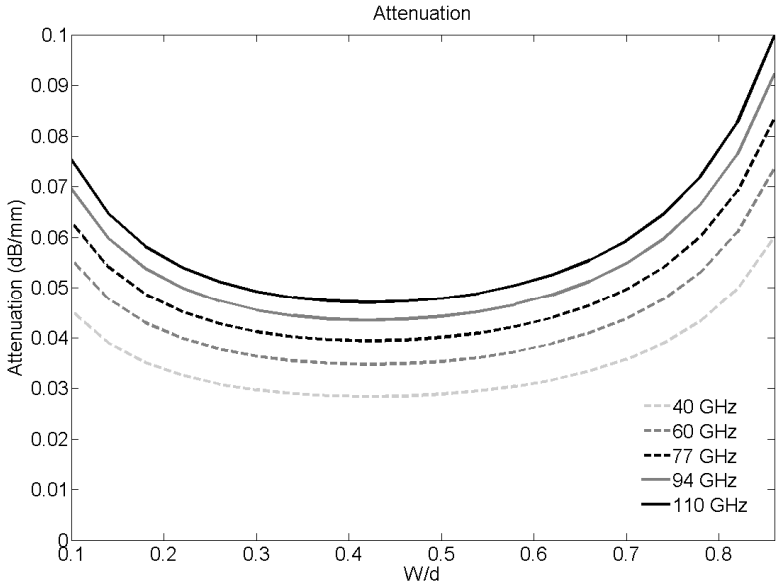


Figure II.7. Evolution de l'atténuation en fonction du rapport w/d

II.3.1.3. L'épaisseur de métallisation :

L'épaisseur du métal (*t*) a une forte influence sur l'atténuation de la ligne, sur l'impédance caractéristique et la permittivité effective.

En fait, plus l'épaisseur de métal est élevée, plus la valeur de la capacité de la ligne augmente, plus le champ électromagnétique est confiné dans les fentes ce qui entraîne une diminution de Z_c et ε_{reff}. L'étude de W. Heinrich montre qu'une variation de l'épaisseur de métallisation de 1.5µm à 6 µm entraîne une diminution de 20% de la permittivité effective [25]-[26]. La Figure II.8 montre que les pertes sont inversement proportionnelles à l'épaisseur de métallisation. Il convient donc de choisir une épaisseur de métallisation supérieure à $3.\delta$ avec δ l'épaisseur de peau, tout en limitant son épaisseur pour ne pas modifier Z_c et ε_{eff}.

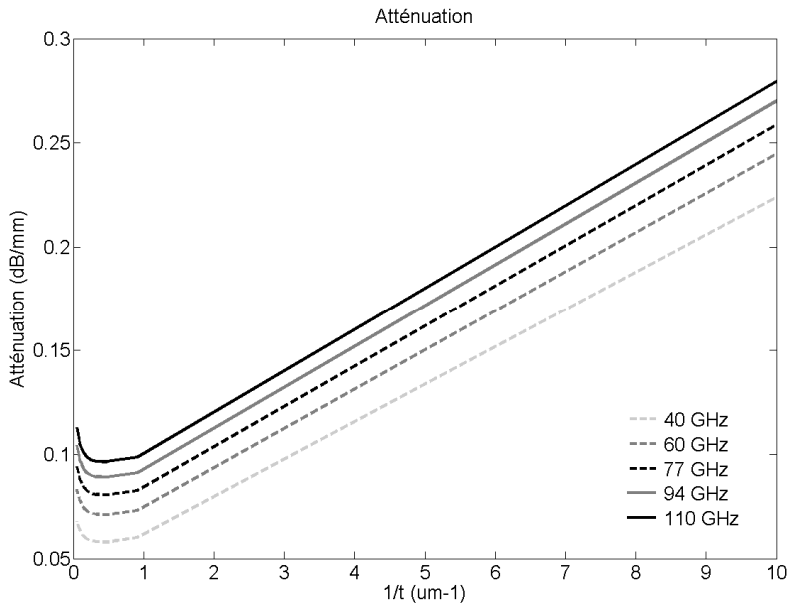


Figure II.8. Evolution de l'atténuation en fonction de l'épaisseur de métallisation

II.3.2. Problématique aux hautes fréquences :

L'utilisation de la filière membrane en bande W (75 GHz-110 GHz) est rendue plus délicate compte tenu du niveau de précision technologique requis. En effet, en raison de la longueur d'onde mise en jeu, la moindre dispersion technologique est préjudiciable, notamment lors de la mise en œuvre de fonctions à bande étroite. De plus, si les technologies membrane offrent un intérêt vis à vis de la réduction des pertes diélectriques, une permittivité proche de 1 limite fortement leur utilisation en terme d'impédances réalisables.

En se basant sur les travaux menés par W. Heinrich, on peut déterminer le dimensionnement optimal de la ligne coplanaire afin de limiter les pertes, ce dimensionnement se faisant en respectant les contraintes technologiques (largeurs de lignes et de fentes supérieures à 10 µm). La distance inter-masses (*d*) ne doit pas excéder $\lambda_g/10$, soit pour une permittivité effective de l'ordre de 1.87, une dimension de *d* telle que :

$$d \leq \frac{\lambda_g}{10} = \frac{C}{f.\sqrt{\varepsilon_{reff}}}.\frac{1}{10} \cong 233.4\ \mu m \qquad @\ 94GHz$$

$\Rightarrow d_{max} = 233\ \mu m$

Pour le rapport w/d : $0.3*d_{max} \leq w \leq 0.6*d_{max}$

$\Rightarrow 69.9\mu m \leq w \leq 139.8\mu m$

Pourtant afin de relâcher la limite de la gamme d'impédances caractéristiques, *w* est choisie entre 33µm et 199 µm (0.14*d_{max} : 0.85*d_{max}) ce qui assure aussi un faible niveau de pertes (Figure II.9), donc $S \in$ [17 µm, 100 µm]. Dans ces conditions, la gamme d'impédances caractéristiques réalisables est comprise entre 50Ω et 138Ω à 94 GHz.

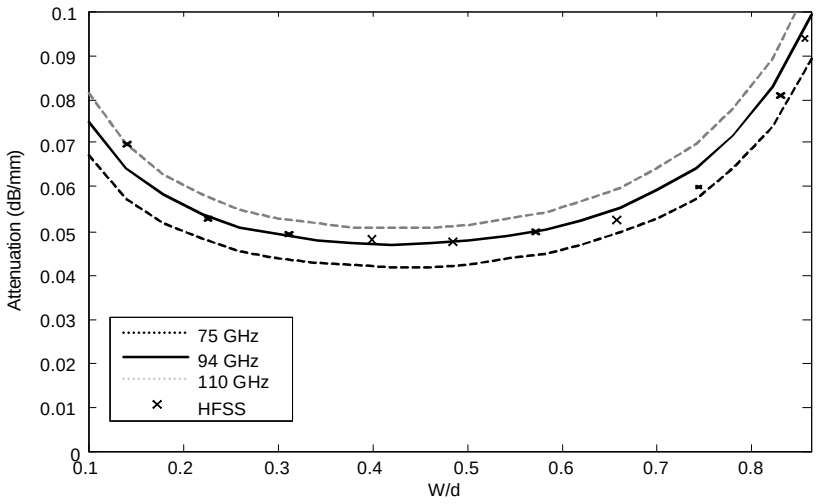


Figure II.9. Atténuation de la ligne coplanaire en fonction du rapport de dimension W/d

II.3.3. Technologie membrane sur silicium :

II.3.3.1. Propriétés de la membrane :

La technologie membrane est développée au LAAS depuis plusieurs années [23], [29]-[31]. La membrane doit satisfaire un certain nombre de spécifications mécaniques, électriques et chimiques [30] :

- *Spécifications mécaniques :*

- La raideur mécanique de la membrane doit être suffisante pour résister aux contraintes induites par les différents procédés technologiques de fabrication et par l'utilisation.

- La membrane doit être plate et stable dans le temps afin de garantir un bon contrôle de la propagation.

- *Spécifications électriques :*

- La membrane doit être isolante pour minimiser les pertes diélectriques.

- Une permittivité effective de l'ordre de 1 pour une propagation proche de l'air. La permittivité effective rend compte de l'influence de la membrane sur la propagation, et dépend de l'épaisseur et de la permittivité de celle-ci.

- *Spécifications chimiques :*

- Une grande sélectivité de gravure entre la membrane et les autres matériaux est nécessaire pour garantir l'intégrité de celle ci, notamment lors de la gravure du silicium.

Dans nos travaux, afin de satisfaire les différents critères présentés, la membrane est réalisée à partir des dépôts de trois couches de diélectrique : oxyde de silicium (SiO_2), nitrure de silicium (Si_xN_y) et oxynitrure de silicium (SiO_xN_y) sur un substrat de silicium de 400 µm d'épaisseur (ε_r = 11.9, tanδ = 0.018). La membrane est ensuite obtenue par usinage localisé du substrat de silicium (Figure II.10).

Figure II.10. Topologie de la ligne CPW sur membrane

Avec ces trois couches diélectriques, la membrane possède une raideur mécanique suffisamment importante pour supporter les contraintes induites par les différents procédés technologiques et par l'utilisation, tout en conservant une permittivité effective faible (ε_r=1.87). Les applications visées ont des encombrements qui varient de quelques millimètres de côté pour des circuits simples (lignes, filtres) à 1cm de coté ou plus pour des circuits plus complexes (SPDT, antennes,…). L'utilisation d'une telle technologie a déjà fait l'objet de nombreux travaux et a démontré son efficacité pour la réalisation de fonctions en bande millimétrique pour des fréquences de fonctionnement relativement faibles (bande Ku à Ka) [32]-[33].

II.3.3.2. Procédé de la technologie membrane :

Dans cette partie, nous décrivons le procédé technologique développé au LAAS appliqué à la réalisation de structures coplanaires pour des applications en bande W.

a/ Réalisation des couches diélectriques de la membrane :

Deux couches diélectriques d'oxyde de silicium SiO_2 (0.8 µm, ε_r = 4) et nitrure de silicium $Si_{3.4}N_4$ (0.6 µm, ε_r = 8) sont réalisées sur les deux faces du wafer. La couche d'oxyde est élaborée dans un four spécifique aux oxydations thermiques à pression atmosphérique et à une température de 1150℃ pendant 2h04 conduisant à une contrainte de -300 MPa (Figure II.11a). La couche de nitrure de silicium est réalisée par un dépôt LPCVD (Low

Pressure Chemical Vapor Deposition) à 800℃ à partir d'un mélange de dichlorosilane (SiH_2Cl_2) et d'ammoniaque (NH_3) à une pression de 480 mTorr (Figure II.11b), ce qui donne une contrainte de 520 MPa.

Pour assurer la rigidité de la membrane, une troisième couche diélectrique d'oxynitrure de silicium $SiO_{0.7}N_{0.7}$ (5 µm, ε_r = 5.5) est déposée par un dépôt PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapour Deposition) sur la face avant de la plaque. Ce dépôt est effectué dans un système à électrodes parallèles à 200℃ afin d'ioniser le mélange gazeux (N_2, NH_3, N_2O, SiH_4) ce qui engendre une contrainte de -100 MPa.

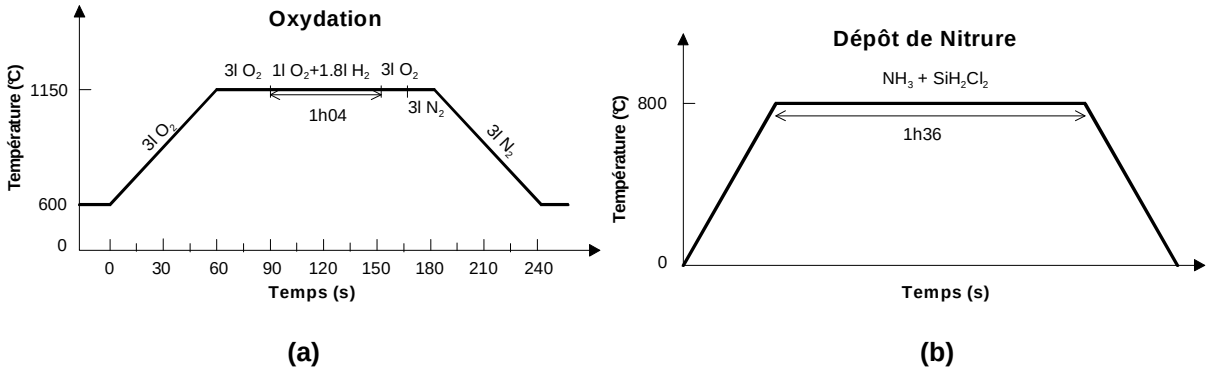


Figure II.11. Procédés de l'élaboration des couches SiO_2 (a) et $Si_{3.4}N_4$ (b)

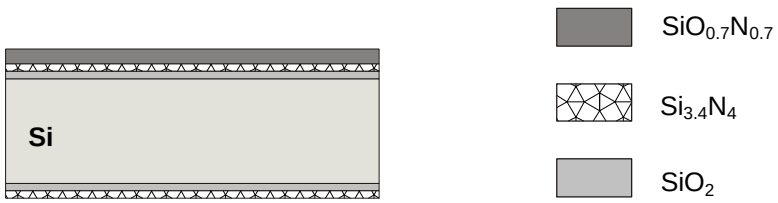


Figure II.12. Elaboration de trois couches de membrane sur un substrat silicium

b/ Elaboration des conducteurs :

Les conducteurs sont réalisés en or en raison de sa bonne conductivité ($\rho \approx 4{,}1.10^7$ S/m) et de sa grande résistance à l'oxydation. Dans la gamme des fréquences millimétriques, l'épaisseur de métallisation est importante, couramment de l'ordre de 3µm afin de minimiser les pertes de propagation.

Cette étape commence par l'évaporation sous vide (ou la pulvérisation) d'une couche d'accrochage de titane/or (Ti/Au) de 100/500 nm. Ensuite, un moule de résine d'AZ 4562 de 10µm est réalisé par photolithographie ultra-violet pendant 60s à l'intensité de 20 $mW.cm^{-2}$ (Figure II.13a). Les conducteurs sont enfin effectués par croissance électrolytique d'or localisée d'épaisseur 2.4 µm environ dans un bain d'aurocyanure de potassium ($KAu(CN)_4$) à 40℃ en courant continu à 0.2A (Figure II.13b). Les dernières étapes de ce procédé consistent en la suppression de résine (bain d'acétone) et la suppression de la couche

d'accrochage dans les fentes coplanaires dans un bain de iodure de potassium (KI) et d'iode (I_2) avec une vitesse d'attaque de l'ordre de 100 Å/s pour éliminer l'or dans la couche d'accrochage. Enfin la dernière étape consiste en un bain d'acide fluorhydrique tamponné (buffer HF) avec une vitesse d'attaque de l'ordre de 25 à 30 Å/s pour éliminer le titane (Figure II.13c).

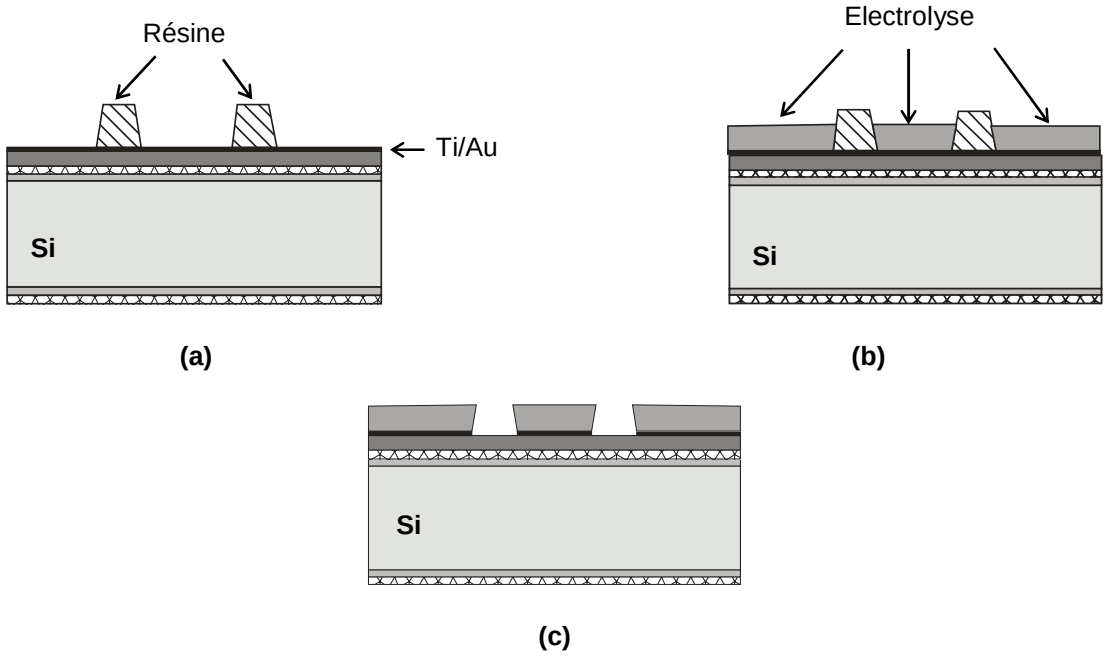


Figure II.13. Elaboration de la ligne coplanaire

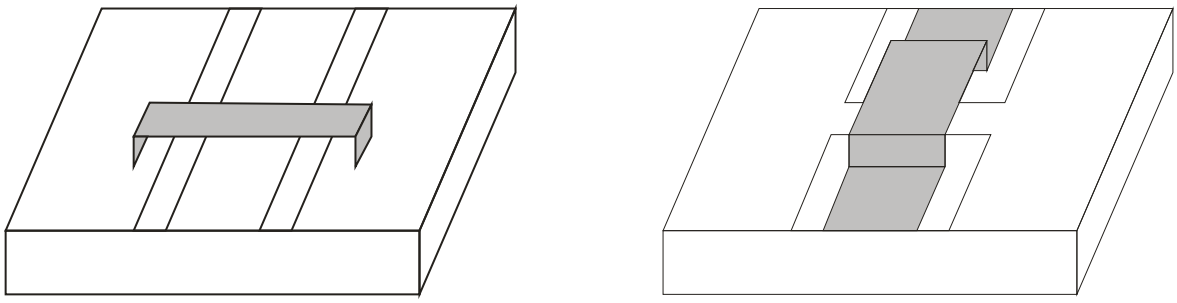
c/ Réalisation des ponts à air :

L'utilisation les ponts à air dans les lignes coplanaires est nécessaire pour éviter la propagation du mode pair sur la ligne [34]. En effet, ces modes apparaissent avec les discontinuités en raison du déséquilibre de potentiel engendré par celles-ci. Pour compenser ce phénomène, il suffit de forcer le potentiel de part et d'autre de la discontinuité (assurer un équi-potentiel de masse).

Il existe deux types de ponts à air [3] : les ponts inter masse classiques et les ponts inter conducteurs.

- Le pont inter masse (Figure II.14a) consiste en un ruban métallique reliant les deux plans de masse de la ligne coplanaire, ce ruban passant au dessus du conducteur chaud de la ligne.

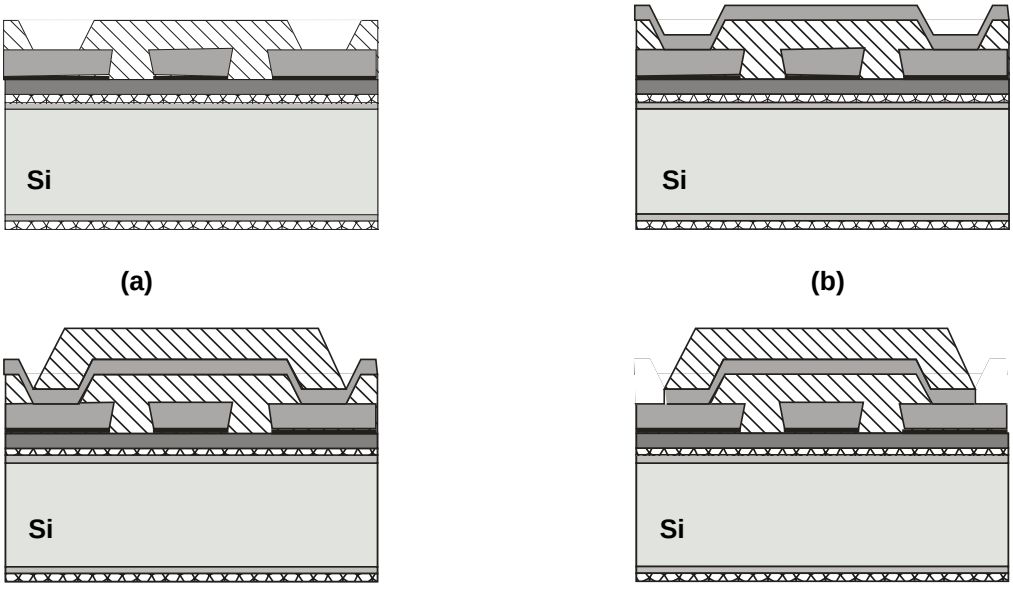
- Le pont inter conducteur (Figure II.14b) quant à lui permet de relier deux conducteurs chauds séparés par un retour de masse.



(a) (b)

Figure II.14. Les différentes topologies de ponts possibles : (a) pont inter masse et (b) pont inter conducteur

Le procédé technologique consiste en un dépôt de résine AZ 1529 de 3µm d'épaisseur insolée par photolithographie ultra-violet pendant 12s à l'intensité de 20 mW.cm^{-2} pour remplir les fentes coplanaires. Puis, une couche de résine sacrificielle de même type est déposée à la tournette. L'épaisseur de cette résine sacrificielle va déterminer la hauteur ainsi que la forme finale des ponts à air (Figure II.15a). La métallisation des ponts s'effectue à partir d'une couche d'accrochage d'or évaporée de 100 nm d'épaisseur. Ensuite, la couche métallique proprement dite est obtenue par croissance électrolytique d'or d'épaisseur 2.9µm (Figure II.15b). La dernière étape consiste en un dépôt de résine d'AZ 1529 de 3µm pour protéger le pont lors de la gravure la couche d'or (Figure II.15c) dans un bain de iodure de potassium (KI) et d'iode (I_2). A ce point le pont est formé mais il reste encore la résine sacrificielle (Figure II.15d)



(a) (b)

(c) (d)

Figure II.15. Elaboration des ponts à air

d/ Libération de la membrane :

Pour éviter la détérioration des circuits et diminuer le stress de la plaque durant le procédé de la libération de la membrane, on protège la face avant par une autre plaque de silicium collée au substrat à l'aide d'une résine spécifique (PLP100). Les deux plaques sont recuites ensemble à 115℃ pendant une minute, et mi ses sous pression. Ceci permet d'évacuer les résidus de résines susceptibles de se répandre dans le bâti pendant le procédé de la gravure et d'homogénéiser la surface de contact pour garantir un bon transfert thermique [30].

La gravure de silicium est réalisée par une gravure sèche (DRIE : Deep Reactive Ion Etching) [31]. Cette gravure s'effectue dans un réacteur de plasma haute densité (ICP Multiplex) et consiste en plusieurs cycles de gravure et de passivation en présence de deux gaz de plasma fluorés (SF_6) et (C_4F_8).

Un moule de résine épaisse est déposé sur la surface arrière de la plaque comme masque pour la gravure (Figure II.16a). Ce procédé commence tout d'abord par l'usinage des couches diélectriques sur la face arrière de la plaquette par gravure ionique réactive. Enfin, la plaque est mise dans le réacteur qui assure la gravure du silicium avec une puissance de plasma de 800 watts. La vitesse de gravure estimée est de l'ordre de 2,48 µm/min (Figure II.16b).

(a) **(b)**

Figure II.16. Elaboration de membrane

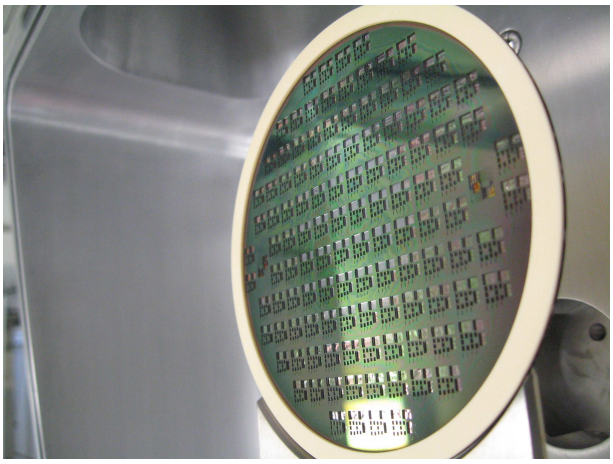


Figure II.17. Wafer après gravure de silicium

e/ Libération de la structure :

Cette étape finale consiste à décoller les deux plaquettes et supprimer la résine sacrificielle. Ces procédés sont réalisés simultanément d'abord dans un bain d'acétone à température ambiante puis dans un bain d'AZ100 Remover chauffé à 90℃ – 100℃ en renouvelant plusieurs fois l'opération. Cette technique est accompagnée par un ultrason léger (f = 130 KHz) pour éviter de casser les ponts. Les structures sont ensuite rincées à l'acétone puis à l'éthanol pour préparer l'étape de séchage assuré par un sécheur supercritique CO_2 [35]. La plaquette est introduite dans une enceinte remplie d'éthanol, le dioxyde de carbone (CO_2) liquide est ensuite introduit dans l'enceinte pour remplacer l'alcool. Quand il ne reste que le CO_2 liquide, la température dans la chambre augmente jusqu'au point critique de vaporisation du CO_2. A ce point critique, la pression dans l'enceinte est de 7.39MPa à basse température (31,1℃). Enfin on se r amène à pression atmosphérique et température ambiante (Figure II.18).

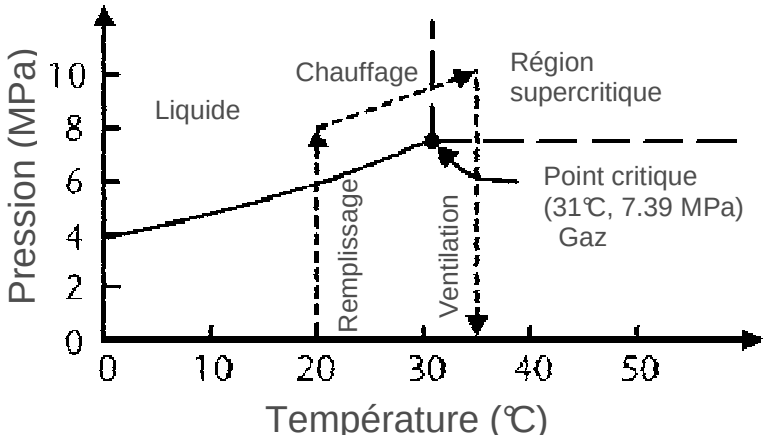


Figure II.18. Principe physique des gaz supercritiques

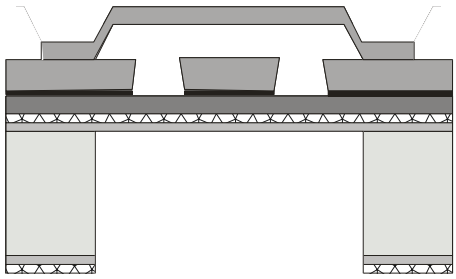


Figure II.19. La structure finale

Remarques :

Les procédés de la technologie membrane développée au LAAS ont été mis en œuvre. Dans les étapes technologiques, ils restent encore des points à améliorer :

- L'étape de dépôt de la résine sacrificielle décide la forme des ponts à air. Un post recuit de cette couche sacrificielle à 150℃ permet tra d'obtenir des flancs inclinés des ponts [23], [35]. Une autre solution consiste à utiliser un autre matériau comme couche sacrificielle compatible avec la membrane d'oxynitrure de silicium tels que polysilicium ou polysilicium non dopé [36]-[37].

- Une autre difficulté concerne la gravure de silicium. La vitesse de la gravure n'est pas homogène sur la plaquette. La Figure II.20 montre que la vitesse de la gravure est plus rapide sur les bords qu'au centre de la plaquette. La gravure est terminée sur les bords (vert) mais pas au centre (violet).

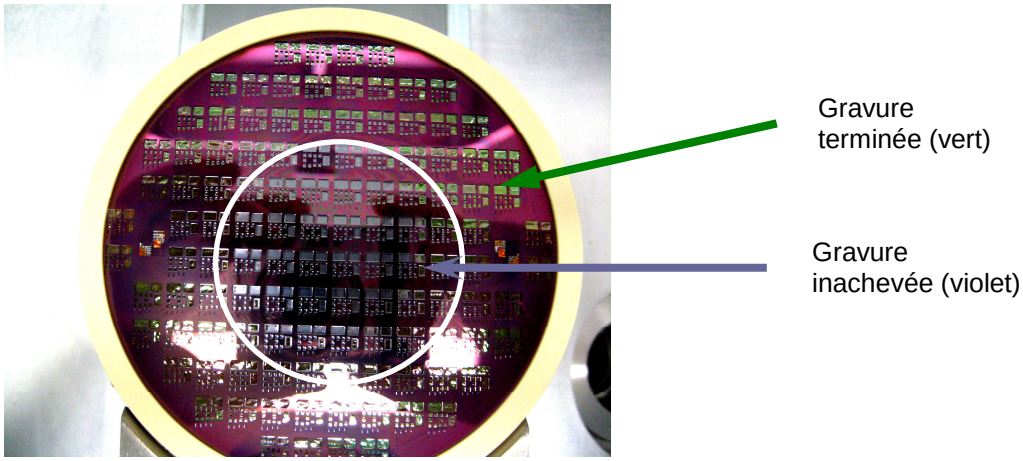


Figure II.20. Plaquette dont l'étape de gravure silicium n'est pas achevée

De plus, la vitesse de gravure varie en fonction de la taille des ouvertures, la gravure est plus rapide pour les grandes ouvertures que pour les petites ouvertures. La sur-gravure peut créer le phénomène de « notching », c'est-à-dire que les ions vont attaquer les flancs des côtés du motif. Cet aspect est préjudiciable dans les applications submillimétriques pour lesquelles les tailles de membrane sont inférieures à l'épaisseur du silicium (≈ 400µm). Dans ces conditions, il devient difficile d'achever la gravure sans effet de sur-gravure du silicium. Cet effet pouvant s'accompagner de disfonctionnement du circuit (désadaptation, pertes).

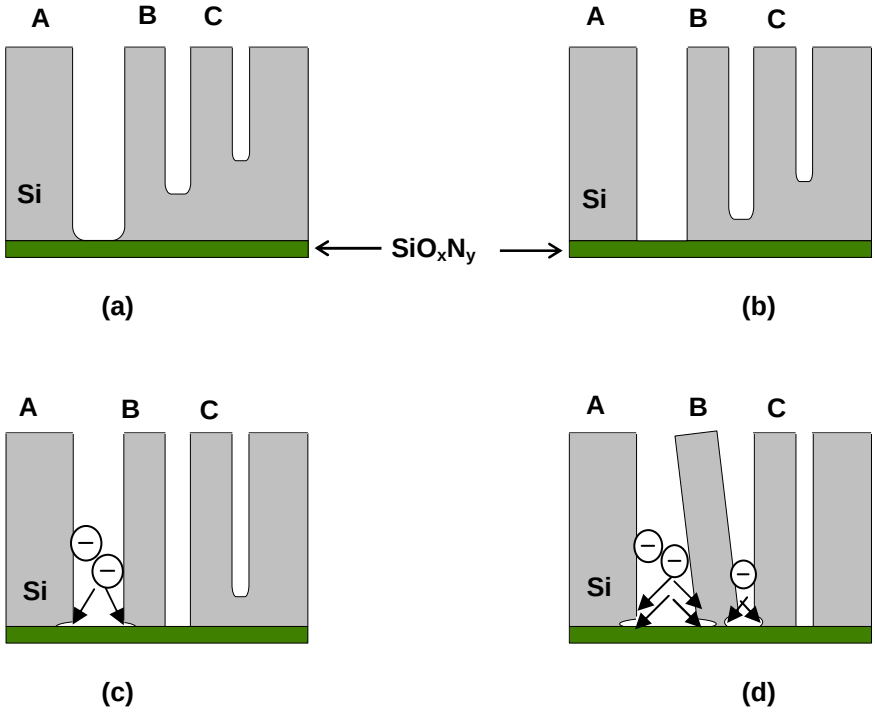


Figure II.21. (a) : la gravure est presque terminée sur l'ouverture A

(b) : la gravure est terminée sur l'ouverture A, mais pas sur B et C

(c) : sur-gravure dans A, la gravure est terminée sur B mais pas sur C

(d) : sur-gravure dans A et B quand la gravure est terminée sur C

II.3.4. Mise en œuvre des dispositifs dans la bande W :

II.3.4.1. Application aux filtres large bande :

Pour les filtres large bande, deux topologies de filtre à stubs présentées dans le chapitre I sont utilisées.

a/ Filtre à stubs :

Pour la topologie de filtre à stubs classique (Figure II.22a), d'après la synthèse [9], la bande passante est fixée par le contraste d'impédance entre les différentes lignes constitutives du filtre. Ainsi, pour un filtre présentant une bande passante de 55%, les impédances des lignes sont celles décrites dans le Tableau II.1.

Malgré le paramètre de liberté disponible dans la synthèse permettant d'ajuster ces valeurs d'impédances, la limitation de la gamme d'impédance réalisable en technologie membrane ne nous permet pas de réaliser les fonctions passe-bande présentant une bande passante inférieure à 55%. L'utilisation d'une topologie à double stubs [3] (Figure II.22b) permet toutefois d'atteindre une bande passante plus faible.

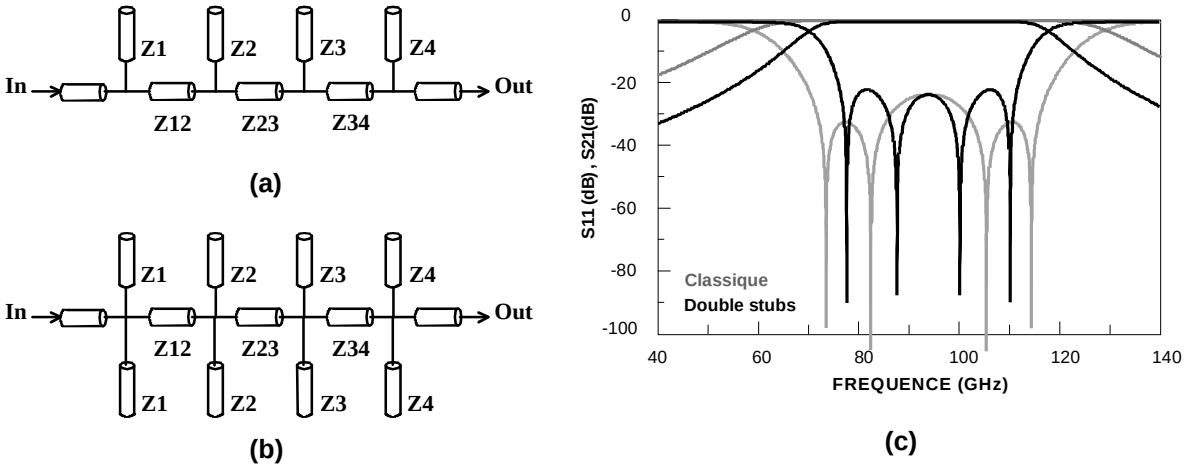


Figure II.22. (a) : topologie de filtre à stubs classique

(b) : topologie de filtre à double stubs

(c) : comparaison des bandes passantes obtenues dans deux cas

Fréquence (GHz)	Z1 (Ω)	Z2 (Ω)	Z3 (Ω)	Z4 (Ω)	Z12 (Ω)	Z23 (Ω)	Z34 (Ω)
94.00	51.603	51.418	51.418	51.602	57.386	67.745	57.387

Tableau II.1. Impédances des différentes lignes constitutives du filtre

Un filtre à double stubs d'ordre 4 en terminaison court-circuit a donc été réalisé à 94 GHz. Une bande passante relative de 45% et un niveau de pertes d'insertion de 2 dB sont obtenus en simulation électromagnétique HFSS.

Les mesures sont réalisées de 60 GHz à 110 GHz. Pour effectuer ces mesures, deux accès coplanaires sur silicium massif ont été réalisés permettant de poser les pointes de mesure. La transition entre le filtre sur la membrane et les accès coplanaires de 50 Ω sur silicium massif doit être bien faite pour autoriser le passage du substrat silicium massif à la membrane sans changement d'impédance caractéristique.

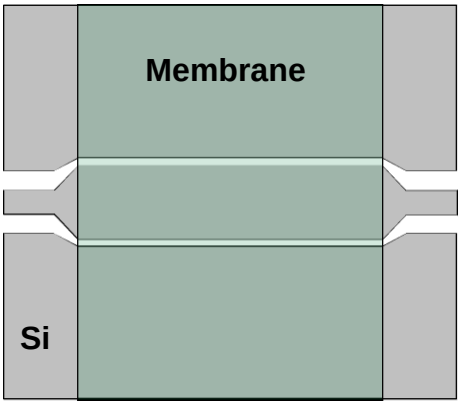
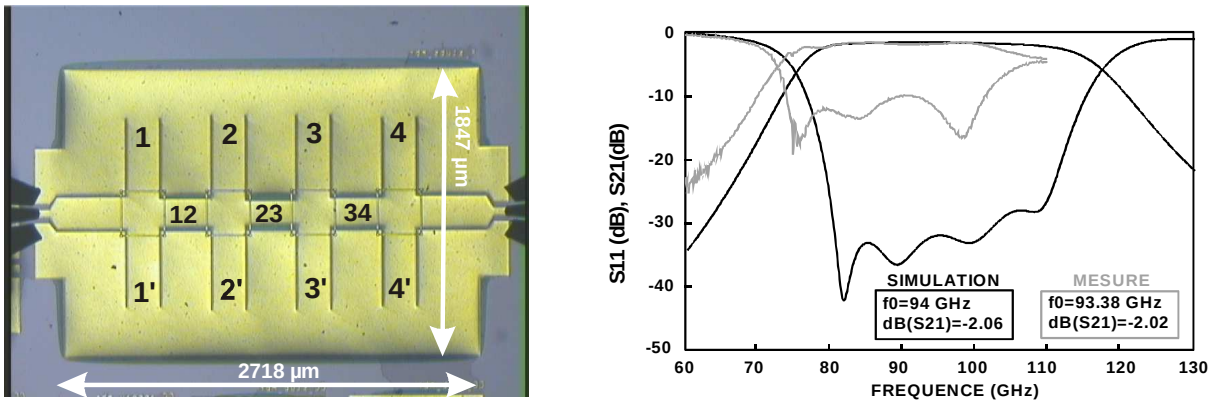


Figure II.23. Ligne de transmission coplanaire membrane avec accès sur silicium

Les résultats de mesures du filtre à stubs de 60 GHz à 110 GHz sont présentés à la Figure II.24b. Malgré une légère désadaptation du filtre, les résultats de mesures sont en accord avec la simulation électromagnétique.



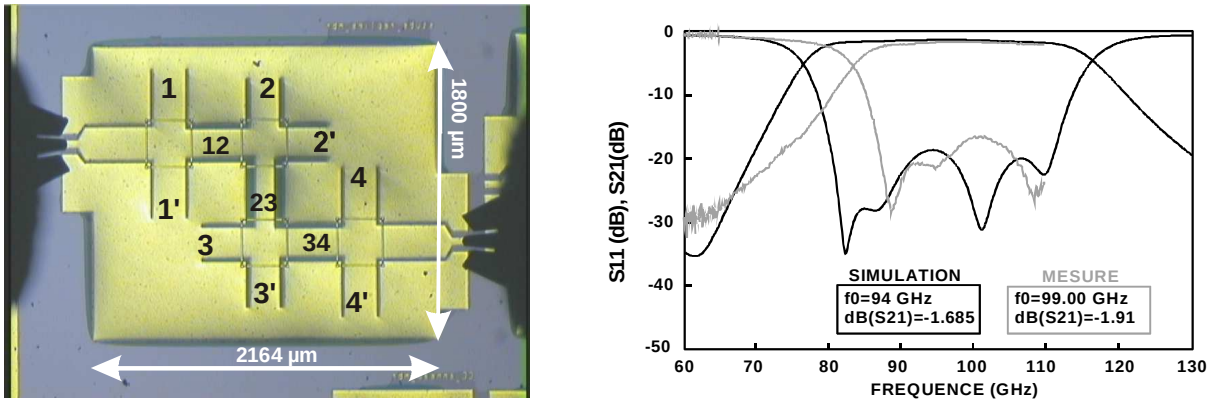
(a) **(b)**

Figure II.24. Filtre à stubs (a) photographie, (b) résultats de simulation HFSS et mesures

b/ Filtre à stubs repliés :

Cette deuxième topologie de filtre est obtenue en repliant les stubs de la topologie précédente (Figure II.25a). L'intérêt d'une telle structure est de favoriser l'apparition d'un couplage entre résonateurs non-adjacents. Ainsi, on crée un zéro de transmission dont la fréquence dépend de la nature du couplage créé. Dans notre cas les stubs étant en terminaison CC, nous avons favorisé la génération d'un couplage magnétique entre les stubs 1-3 et 2-4.

La réponse d'un tel filtre (Figure II.25b) présente une bande passante de l'ordre de 37.6% et des pertes d'insertion de l'ordre de 1.685 dB. La réduction apparente de la bande est due à la présence du zéro de transmission. Ainsi il est possible de relâcher des contraintes sur la bande passante du filtre nominal entraînant par conséquent une légère minimisation des pertes d'insertion. Les mesures font apparaître un décalage en fréquence de l'ordre de 4 GHz. Cependant, on a conservé un bon niveau d'adaptation. Compte tenu de la complexité de filtre, nos résultats sont satisfaisants.



(a) (b)

Figure II.25. Filtre à stubs repliés (a) photographie, (b) résultats de simulation HFSS et mesures

II.3.4.2. Application aux filtres faible bande :

La technologie proposée a prouvé son efficacité pour la réalisation de filtres large bande. Toutefois, les difficultés de conception sont d'autant plus importantes que la bande passante du filtre à réaliser est faible. Nous avons donc cherché à concevoir un filtre à bande étroite.

D'après les études dans le chapitre I, les topologies les plus intéressantes dans cette gamme de fréquence sont le filtre à lignes couplées, le filtre en anneau et le filtre DBR. On va commencer par la topologie la plus classique : le filtre à lignes couplées quart d'onde.

a/ Filtre à lignes couplées :

Nous proposons de développer un filtre à lignes couplées d'ordre 4 à 94 GHz présentant une bande passante relative de 5%. Le filtre que nous avons développé a une topologie à accès latéraux directs (Figure II.26b). Le choix d'une telle topologie a été dicté par un souci de réalisation et de minimisation des pertes [3].

En effet, pour une topologie de filtre à lignes couplées classique (Figure II.26a), le niveau de perte global du filtre est limité par le niveau de perte des lignes d'entrée. De plus, les valeurs de couplages d'entrée/sortie issus de la synthèse sont très fortes et difficiles à atteindre compte tenu des contraintes technologiques. Ces lignes d'entrée/sortie ne participent pas à la définition de l'ordre du filtre, mais au réglage du niveau d'adaptation. Ainsi, une alternative consiste à utiliser un réseau d'adaptation simple stub [38].

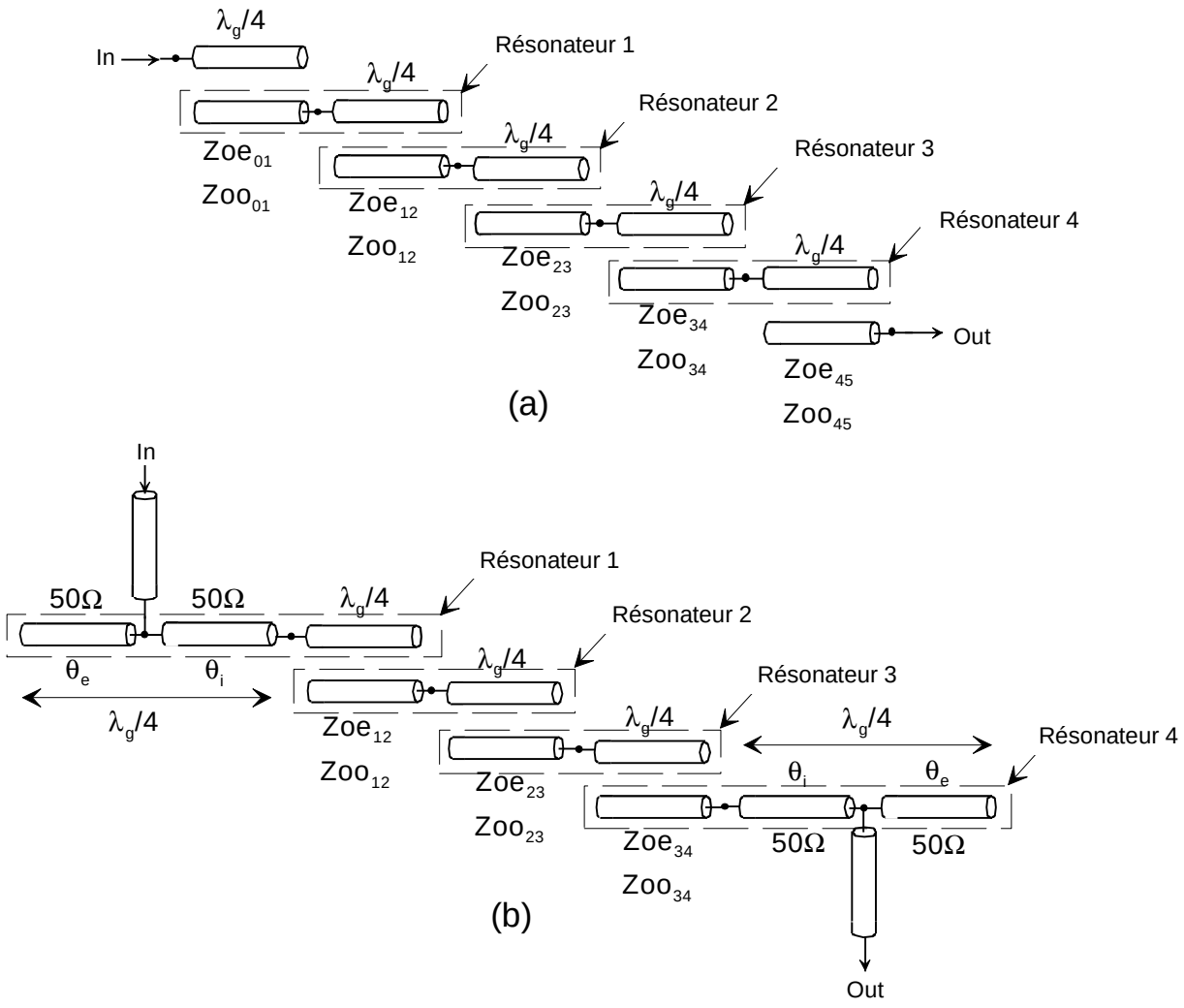


Figure II.26. Topologie de filtres d'ordre 4 à ligne couplées λ/4 et résonateur λ/4. Classique (a) modifiée (b)

Malgré tout, lors de la conception de filtre à 94 GHz nous sommes confrontés à des impossibilités technologiques. En effet, les contraintes technologiques imposent des largeurs de fente et de ligne supérieures à 10µm. Les dimensions inter-masse importantes des lignes couplées conduisent d'une part à une difficulté pour assurer la continuité de masse et d'autre part, à des problèmes de stabilité mécanique des ponts inter-masse. De plus, compte tenu des faibles permittivités et des longueurs électriques mises en jeu à 94 GHz, nous sommes confrontés à des lignes couplées plus larges que longues tel qu'illustré à la Figure II.27.

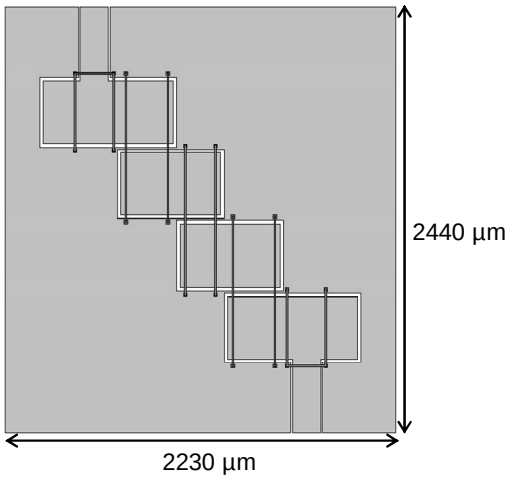
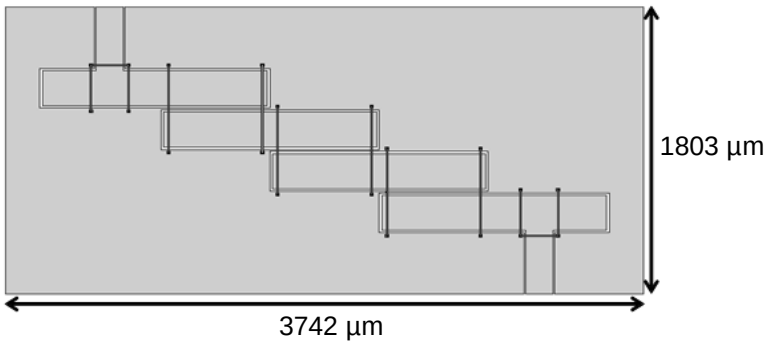
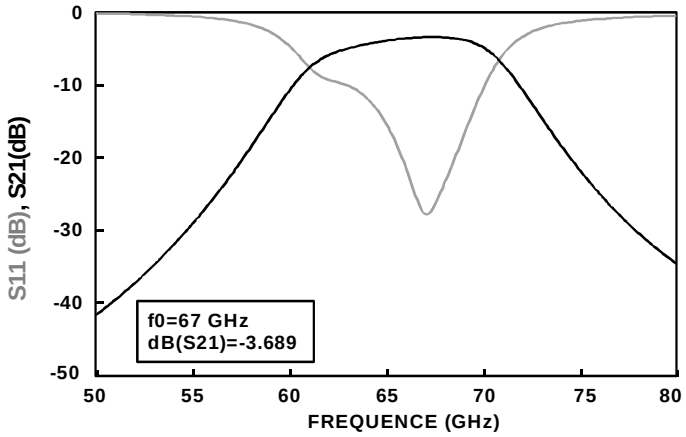


Figure II.27. Masque d'un filtre d'ordre 4 à lignes couplées λ/4 à 94 GHz

Dans ces conditions, le meilleur résultat que nous avons obtenu est un filtre centré à 67 GHz avec un niveau de pertes d'insertion de 3.7 dB (Figure II.28).



(a)

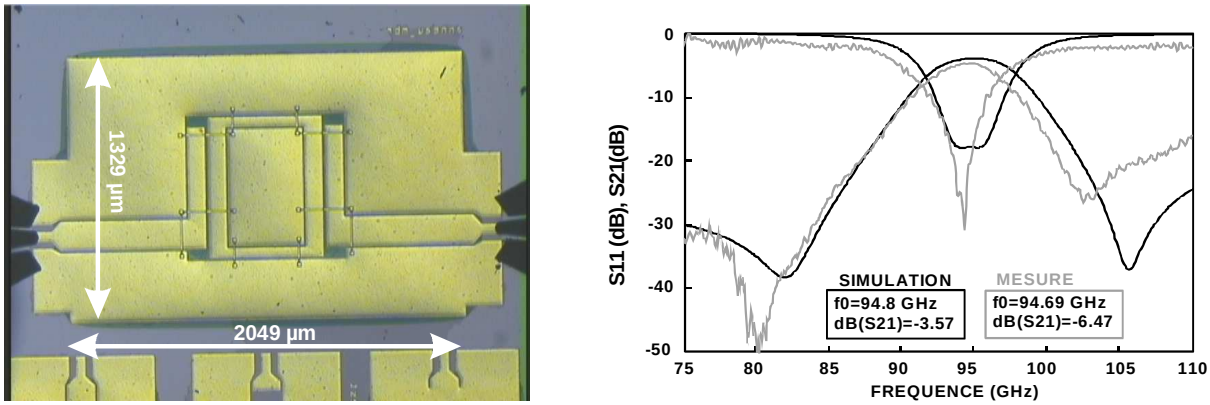


(b)

Figure II.28. Filtre d'ordre 4 à ligne couplées λ/4 à 67 GHz (a) Masque, (b) Simulation HFSS

b/ Filtre en anneau :

La conception de filtre à bande étroite nous impose donc le choix de topologies alternatives aux topologies à lignes couplées classiques. La topologie choisie est un filtre pseudo-elliptique en anneau. Dans notre cas nous utilisons une topologie à accès par lignes couplées latérales régie par la synthèse développée par M.K. Mohd Salleh et al. [39] (Figure II.29a). Ce filtre en anneau d'ordre 2 à 94 GHz présente une bande passante relative de 5%. Les simulations électromagnétiques obtenues (Figure II.29b) montrent une bande passante de 5.3%, pour un niveau de pertes d'insertion de 3.57 dB à 94 GHz et un niveau d'adaptation de l'ordre de 19 dB. Les résultats de mesure sont en accord avec la simulation électromagnétique.



(a) **(b)**

Figure II.29. Filtre en anneau (a) photographie, (b) résultats de simulation HFSS et mesures

II.3.5. Conclusion :

Nous avons développé les filtres passe-bande dans la bande W (75GHz-110GHz) en utilisant la technologie membrane sur silicium. Cette technologie est choisie compte tenu de ses faibles pertes diélectriques et des bonnes performances obtenues en bande Ka et Ku (50GHz) lors d'études précédentes. En bande W, les contraintes de pertes et technologiques ont fortement limité la gamme d'impédances caractéristiques réalisables, conduisant à une contrainte sur la bande passante des filtres. On a donc besoins de degrés de liberté supplémentaires pour réaliser des tels filtres.

Pour les filtres large bande, les résultats de mesure s'approchent des spécifications désirées. Néanmoins, les spécifications sont plus difficiles à atteindre pour les filtres en bande étroite. Nous sommes confrontés à des difficultés d'ordre technologique avec le filtre à lignes couplées. Les problèmes du facteur de forme de la ligne de transmission (plus large que longue) nous ont empêchés d'obtenir des spécifications désirées. L'utilisation du filtre en anneau à accès latéraux a montré son efficacité dans le design de filtre en bande étroite.

Malgré les résultats encourageants obtenus, la technologie membrane n'a pas montré des performances comparables à celles observées pour des fréquences plus basses. De plus, la difficulté du procédé de gravure silicium ne nous permet pas de contrôler entièrement l'épaisseur et la forme de la membrane. Cet aspect peut engendrer des problèmes de pertes et de désadaptation notamment lorsque la membrane n'est pas suffisamment gravée (présence du silicium à des endroits non désirés). De plus, dans la gamme submillimétrique, le résidu de silicium sous la membrane est préjudiciable. En effet, afin de limiter les pertes, il est nécessaire de maintenir des largeurs de fentes faibles. Ainsi le champ électromagnétique, confiné dans les fentes, subit la présence du silicium. Il faut donc envisager la mise en œuvre d'une technologie plus adaptée à cette gamme de fréquence.

II.4. TECHNOLOGIE BCB SUR SILICIUM

II.4.1. Etudes du matériau BCB :

II.4.1.1. Propriétés du matériau BCB :

Le BCB [39] de la société DOW Chemical Company est un polymère qui se comporte comme une résine négative en photolithographie. Il en existe plusieurs types, celui que nous utilisons au LAAS est le 4026-46 qui nous permet d'obtenir des fortes épaisseurs (4026-40 pour les épaisseurs fines), il est photosensible à la longueur d'onde 365nm.

Le BCB est utilisé d'une part pour son faible coût, et d'autre part pour ses propriétés mécaniques (faibles contraintes résiduelles : 28MPa sur Si, température de polymérisation inférieure à 300°C, coefficient de dilatation raisonnable de 42ppm/°C). De plus, le BCB est caractérisé par une permittivité relative ε_r = 2.65 et de faibles pertes diélectriques (tanδ = 0.002 @ 10 GHz) ce qui en fait son principal intérêt dans le domaine microonde.

Benzocyclobutène BCB	
Permittivité ε_{reff}	2,65 @ 1KHz
Masse volumique ρ	0,97g/cc @ 25°C
Viscosité cinétique υ	1100cSt
Facteur de dissipation	0,0008 @ 1KHz
Contrainte résiduelle (10µm)	28 MPa
Haute planétisation	>80% sous 25µm

Tableau II.2. Propriétés du BCB

II.4.1.2. Etude de l'épaisseur du BCB :

Le BCB dans cette étude est utilisé comme couche diélectrique entre le substrat de silicium massif et les conducteurs pour éloigner les lignes de champ du silicium.

Des études ont montré que l'épaisseur de BCB a beaucoup d'impact en application hyperfréquence [41]-[42]. En effet, plus on monte en fréquence et plus l'épaisseur de BCB doit être épaisse pour diminuer les pertes d'insertion [43]-[44]. La Figure II.30 décrit une étude comparative entre différentes épaisseurs de BCB. On constate qu'à partir de 20 µm, le niveau de perte est fortement diminué. Au delà de 20µm, les pertes diminuent mais l'amélioration est moins significative.

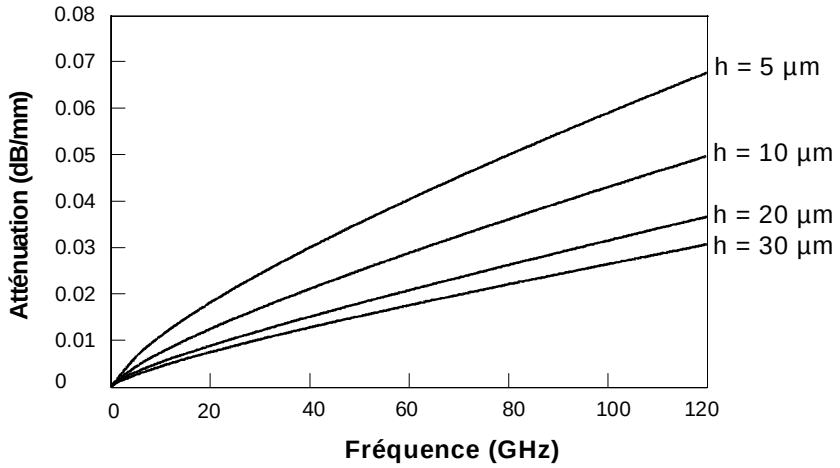


Figure II.30. Etude de l'impact de l'épaisseur de BCB sur l'atténuation

II.4.2. Choix de la technologie d'implantation sur Si-BCB :

II.4.2.1. Ligne coplanaire :

Nous avons montré au chapitre I que la ligne coplanaire présente de nombreux avantages comparée aux autres technologies planaires. C'est naturellement que nous avons envisagé son utilisation en technologie BCB.

Une étude de la gamme d'impédances caractéristiques est réalisée en se basant sur les travaux de W. Heinrich. Dans ce cas, la dimension *d* calculée est de l'ordre de 196 µm @ 94GHz. La dimension optimale du ruban (*W*) est choisie entre 59 µm et 117 µm, donc $S \in$ [40µm, 68µm]. Dans ces conditions, la gamme d'impédances caractéristiques réalisable est de 89Ω à 128Ω à 94 GHz. Les impédances caractéristiques réalisables sont fortement limitées en bande W pour une technologie BCB 20µm d'épaisseur.

De plus, nous sommes confrontés à un autre problème concernant les modes coplanaires. Une ligne de transmission coplanaire de 50 Ω est simulée en simulation électromagnétique sous HFSS (Figure II.31).

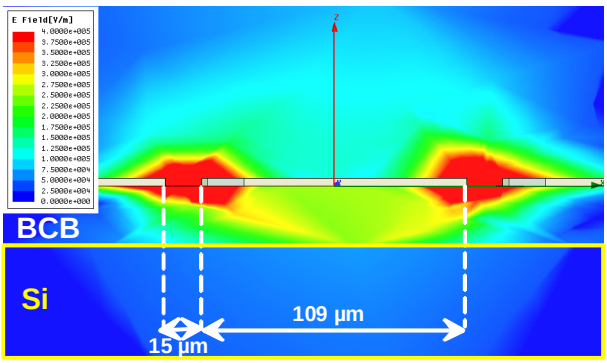


Figure II.31. Champ électromagnétique obtenu sur HFSS pour une ligne coplanaire en technologie Si-BCB

Nous pouvons constater que le champ électromagnétique est fortement perturbé du fait du fort contraste de permittivité entre le BCB et le silicium. L'apparition d'un mode de substrat perturbe le bon fonctionnement de la ligne, d'une part, et empêche toute approche de conception basée sur les impédances caractéristiques issues de la synthèse d'autre part.

II.4.2.2. Ligne micro-ruban :

Compte tenu des difficultés rencontrées en technologie coplanaire, une alternative consiste à utiliser la technologie micro-ruban. Une ligne micro-ruban de type TFMS (Thin Film Microstrip) est utilisée dans ce cas (Figure II.32). On reconnaît sur cette figure le ruban chaud sur la couche BCB et le plan de masse de la ligne séparant cette couche et le substrat silicium.

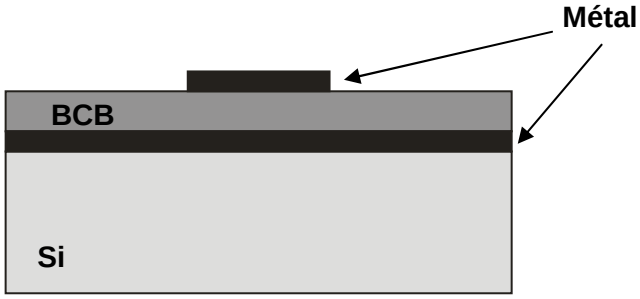


Figure II.32. Topologie d'une ligne micro-ruban en technologie Si-BCB

Les contraintes technologiques imposent une largeur de ruban (*W*) supérieure à 10µm. Donc, la gamme d'impédances caractéristiques réalisable reste inférieure à 106 Ω et peut diminuer jusqu'à 20Ω à 94 GHz. Avec l'utilisation des lignes micro-rubans, on a libéré fortement la contrainte de gamme d'impédances caractéristiques, et par conséquent, dans le cas d'une utilisation filtre, les bandes passantes accessibles. De plus, le plan de masse de la ligne TFMS a totalement isolé le substrat silicium de la couche BCB. Le BCB devient

maintenant le substrat ce qui permet de diminuer fortement les pertes diélectriques par rapport au silicium massif.

Le seul inconvénient de la technologie TFMS concerne la mesure des dispositifs. Pour les mesures sous pointes, nous devons utiliser la structure coplanaire. Compte tenu des caractéristiques géométriques de cette technologie, les retours de masse pour les accès coplanaires sont réalisés soit par une remontée du plan de masse sur les flancs du BCB (Figure II.33a), soit par connexion entre les deux masses par trous métallisés (Figure II.33b). Pour des raisons de simplicité de réalisation, la première solution parait plus intéressante.

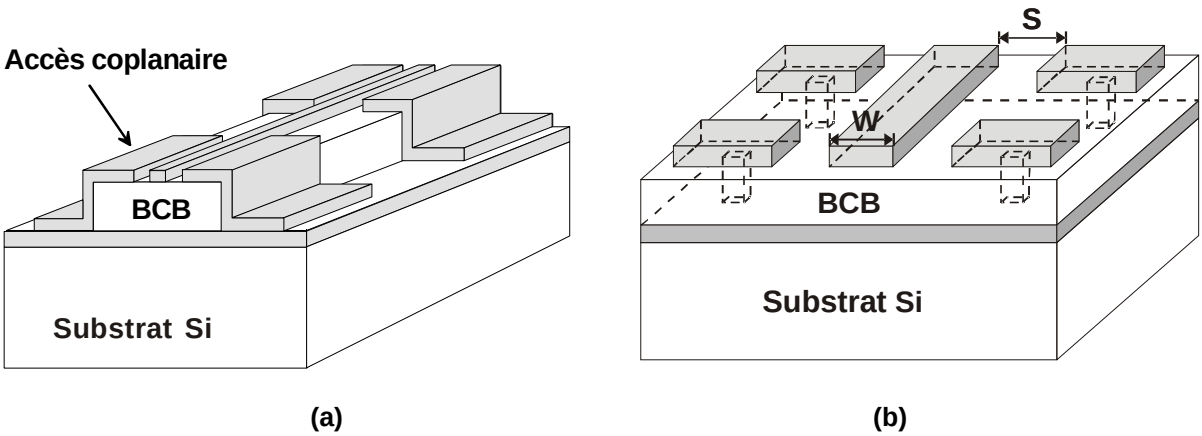


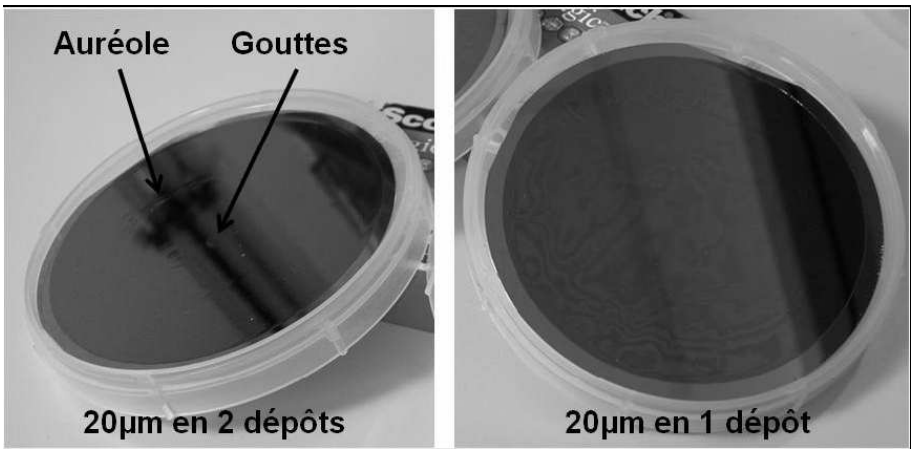
Figure II.33. Ligne de transmission TFMS avec accès CPW (a) Plan de masse remonte sur BCB, (b) Avec les vias

II.4.3. Problématiques de 20µm-BCB technologie et les solutions :

La filière technologique Si-BCB mise au point au LAAS est le 10µm-BCB ou 20µm-BCB pleine plaque sur silicium. Nos études pour la réalisation la technologie de 20µm-BCB sur la ligne micro-ruban se sont basées sur les procédés technologiques déjà développés en interne.

II.4.3.1. Etudes de contrainte sur 20µm-BCB :

Classiquement, une couche de 20µm d'épaisseur de BCB est réalisée par deux dépôts successifs de 10µm. Pourtant, la couche finale de 20µm BCB obtenue présente des problèmes d'homogénéité et de fortes contraintes qui ne permettent pas de poursuivre le procédé technologique [35]. Une alternative consiste à réaliser un seul dépôt de BCB de 20µm améliorant l'homogénéité de la couche finale tout en supprimant les « auréoles » provoquées par le deuxième dépôt dans le cas du dépôt de deux couches.



(a) (b)

Figure II.34. Dépôts de 20µm de BCB en deux étapes (a) et en une seule étape (b) [33]

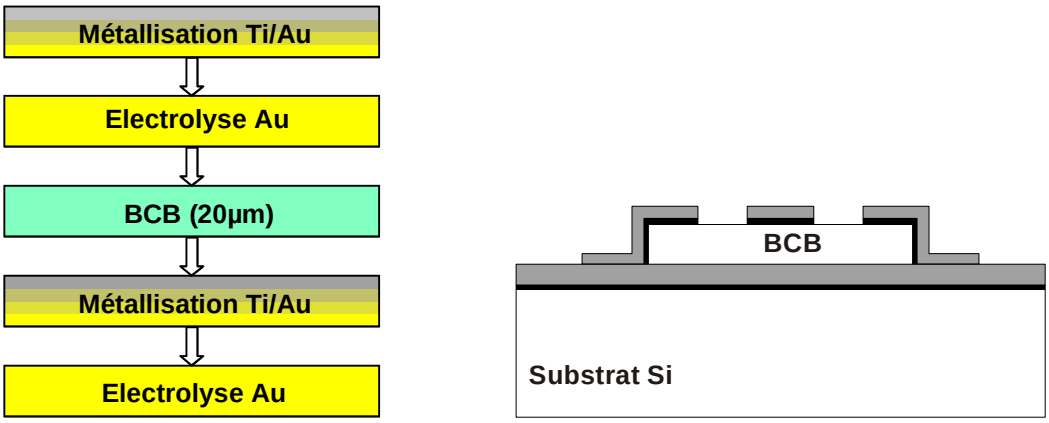
Deux plaquettes ont été développées pour tester les contraintes du dépôt de 20µm de BCB.

- Pour la plaquette numéro 1 de 20µm de BCB sans photolithographie, l'épaisseur obtenue est de 20.35µm avec une contrainte de 11.59MPa.
- Pour la plaquette numéro 2 de 20µm de BCB avec une photolithographie à l'intensité de 31mW.cm^{-2} pendant 58s, l'épaisseur obtenue est de 19.77µm avec une contrainte de 11.89MPa.

En conclusion, le dépôt monocouche de BCB-20µm avec ou sans photolithographie présente une contrainte faible permettant de réaliser les différentes étapes technologiques.

II.4.3.2. Procédé technologique initial pour un dépôt de 20µm de BCB :

Le procédé technologique pour la réalisation de lignes TFMS à accès coplanaires réalisés sur le flanc du BCB est décrit dans le graphique suivant :

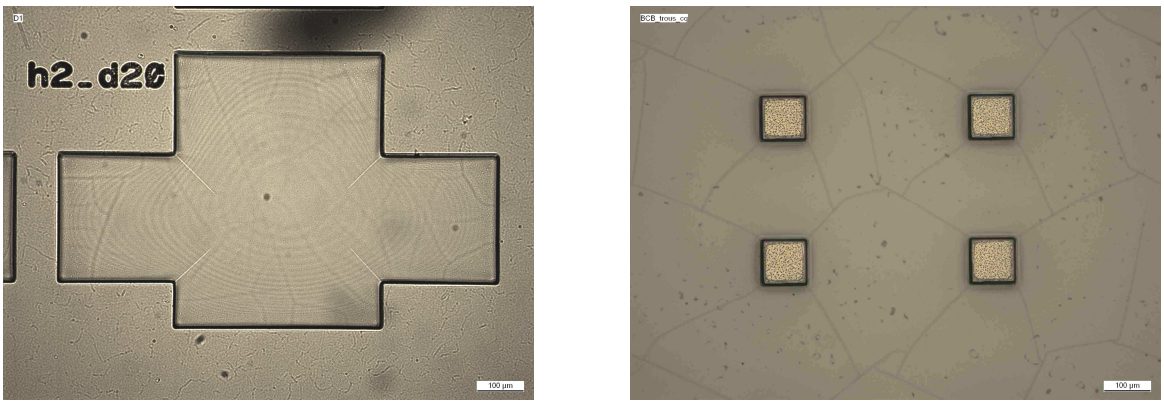


(a) (b)

Figure II.35. Procédé technologique d'un dépôt de 20µm de BCB

Un plan de masse en or est réalisé sur le substrat de silicium par croissance électrolytique via l'utilisation d'une couche d'adhérence Ti/Au déposée par évaporation. La couche de BCB est ensuite déposée directement sur le métal. Le niveau métallique supérieur est finalement réalisé de manière analogue à celui du plan de masse. Lors de la mise en œuvre de la technologie, nous sommes dores et déjà confrontés à certains problèmes.

- Sur quelques plaquettes de test, le BCB devient craquant dans l'étape de dépôt. On peut bien observer les traces de BCB craquant dans la croix (Figure II.36a) et autour des carrés (Figure II.36b).



(a) **(b)**

Figure II.36. Photographe des dépôts de 20µm-BCB obtenus

- Nous sommes confrontés à un deuxième problème lors de l'étape de croissance électrolytique or sur BCB. En effet, le dépôt de l'or n'est pas uniforme sur toute la surface de la plaquette. Il existe des endroits où l'or n'a pas accroché au BCB. Dans la Figure II.37 on peut voir qu'il y a le dépôt de l'or dans le motif h2_d45 mais pas dans le motif h2_d40.

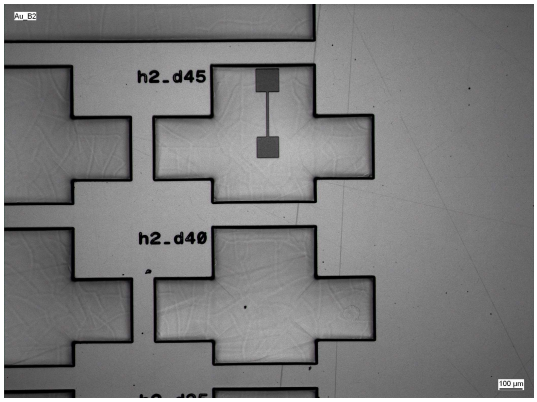


Figure II.37. Photographe de la croissance électrolytique d'or sur BCB

- Le troisième problème survient lors de l'étape de gravure de l'or. Dans cette étape, dès que la plaquette est mise dans le bain de iodure de potassium (KI) et d'iode (I_2), on observe un phénomène d'arrachement des motifs de BCB (Figure II.38). Ces deux derniers aspects sont symptomatiques des problèmes d'adhérence entre le BCB et l'or.

Figure II.38. Photographe de la gravure d'or – Le BCB est parti

II.4.3.3. Analyse et améliorations de la filière BCB-20µm :

- *L'accrochage de BCB sur l'or :*

En général, le BCB peut s'accrocher facilement sur le substrat de silicium en utilisant la couche d'adhérence spécifique. Dans notre cas, le BCB est déposé sur une couche métallique en or, une couche d'accrochage supplémentaire est nécessaire pour tenir le BCB sur or. L'étude de G. Six [45] a montré que le titane assure une meilleure accroche du BCB sur l'or. On a exploité ces résultats pour améliorer cette adhérence.

- *Les fissures dans la couche BCB :*

Le BCB est un matériau sensible à la température. En effet, dans le procédé du dépôt BCB, après l'étape PEB (Post Exposure Bake), une descente en température du BCB est nécessaire. Dans le cas contraire, la brusque variation de température dans le solvant de révélation rend le BCB craquant.

- *Problème de dépôt de l'or sur les flancs du BCB :*

Afin d'identifier la cause du problème dépôt (problème du BCB? problème de résine? ou problème de dépôt or?), on a étudié la marche de BCB. La Figure II.39 montre une coupe de BCB :

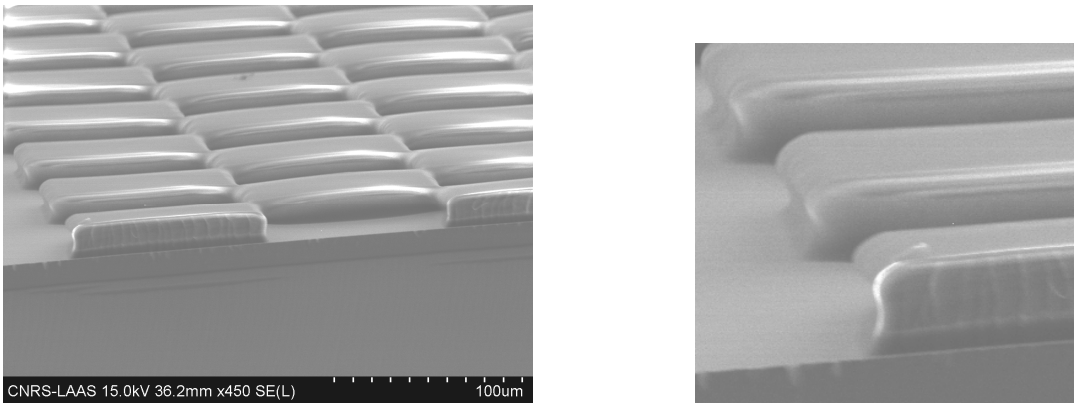


Figure II.39. Coupe de BCB

Nous observons clairement que les flancs de BCB ici ne sont pas conformes aux flancs à 45° [39] de la technologie BCB à 10µm d'é paisseur (Figure II.40).

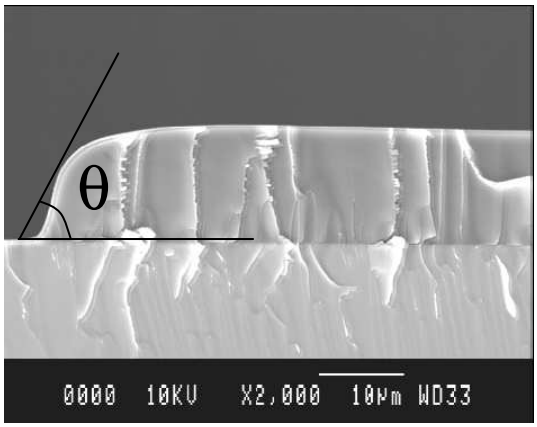
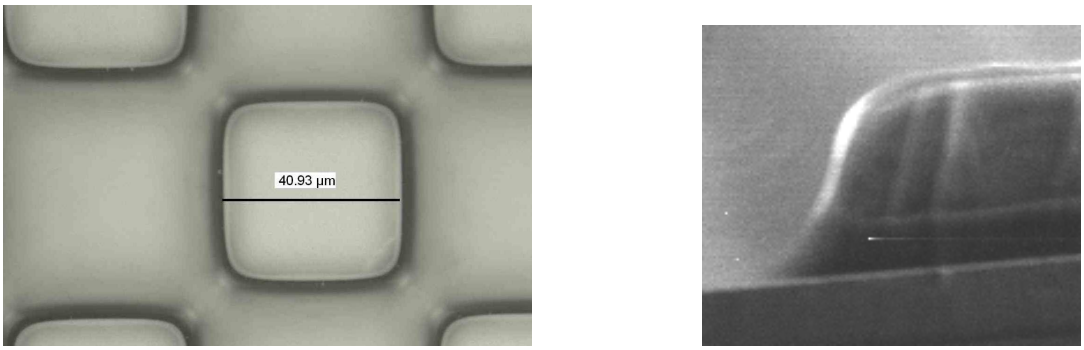


Figure II.40. Flanc oblique du BCB à 45°

Une alternative consiste à vérifier le temps d'insolation du BCB. En effet, pendant le procédé, compte tenu de l'épaisseur importante de BCB (20µm), pour une intensité de 31mW.cm^{-2}, le temps d'insolation a été augmenté à 58s (34s pour une épaisseur du BCB de 10µm).

Une étude des temps de photolithographie a été menée. Nous avons réalisé une plaquette de test de BCB-20µm avec 8 secteurs d'insolation différents de 34s à 62s (à 31mW.cm^{-2} d'intensité). Nous observons que pour un temps d'insolation faible, le flanc obtenu est plus proche de flanc oblique du BCB (45°). Donc, le meilleur temps d'insolation choisi est de 34s à l'intensité de 31 mW.cm^{-2} ou (105s à l'intensité de 10.0 mW.cm^{-2}).



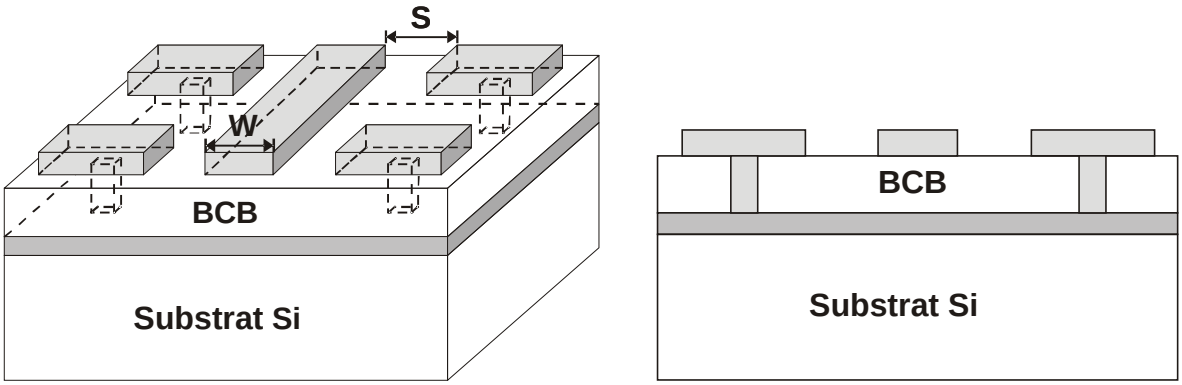
(a) **(b)**

Figure II.41. (a) Ouverture du BCB pour un carré 50x50 um^2 et (b) flanc du BCB à faible temps d'insolation

Les difficultés de réalisation de métallisation sur les flancs du BCB compte tenu de leurs profils nous ont conduit à choisir la solution utilisant les trous métallisés (cf. Figure II.34b).

II.4.4. Procédé technologique de BCB-20µm avec trous-métallisés :

La Figure II.42 décrit une ligne de transmission TFMS avec accès coplanaires pour la mesure sous pointes.



(a) **(b)**

Figure II.42. Ligne de transmission TFMS avec accès CPW

Le procédé technologique de structure TFMS avec trous métallisés comporte quatre étapes principales :

a/ Réalisation du plan de masse :

Le plan de masse est réalisé en or. Une petite épaisseur du plan de masse (2µm) est suffisante pour isoler le substrat de silicium. Cette étape commence par l'évaporation d'une

couche d'accrochage en titane/or (Ti/Au) de 50/50nm suivie d'une croissance électrolytique d'or pleine plaque.

b/ Elaboration des vias :

Pour assurer une connexion entre le plan de masse et les conducteurs, des vias de 20µm d'épaisseur sont réalisés. Un moule de résine spécial de 20µm est réalisé par photolithographie ultra-violet. Les vias sont enfin effectués par croissance électrolytique d'or localisée (Figure II.43a). La dernière étape de ce procédé consiste en la suppression de la résine en utilisant le solvant.

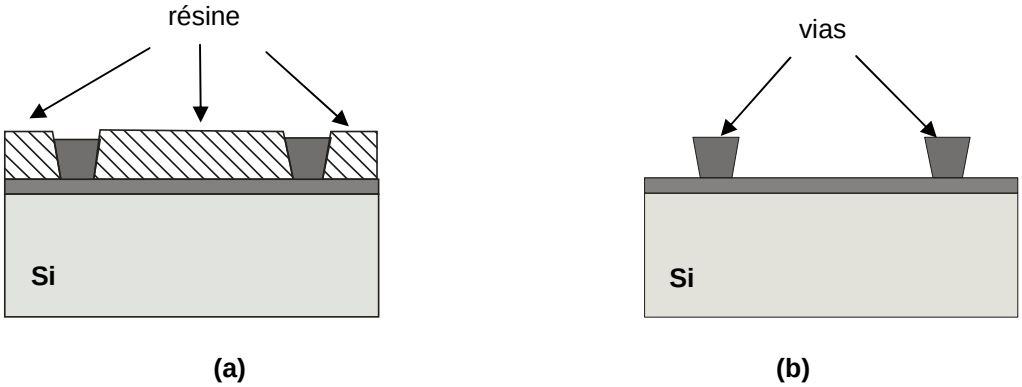


Figure II.43. Elaboration des vias

c/ Déposition de la couche de BCB :

Pour améliorer l'adhérence du BCB sur l'or, une fine couche de Ti évaporée (300Å) est suffisante. Le dépôt de la couche BCB est ensuite réalisé.

Pour cette étape, il est important d'avoir un substrat déshydraté et propre. Un promoteur d'adhérence vinyltriacetoxysilane (AP3000) est déposé à la tournette en dynamique suivi d'un recuit à 115℃ pendant 60s. Le dépôt de BCB de 20µm est effectué juste après à la tournette avec capot fermé ce qui permet d'obtenir un dépôt uniforme et de diminuer au maximum les effets de bords sur la plaquette [31], [46]. Après l'enduction, la plaquette subit un pré-recuit à 100℃ pendant 2min afin d'éliminer les solvants résiduels et supprimer les contraintes causées par la centrifugation. La plaquette est ensuite passée à la photolithographie pendant 105s à l'intensité de 10.0 mW.cm^{-2}, suivie d'un recuit P.E.B (Post Exposure Bake) à 60℃ pendant 30s. Après cette étape, on laisse reposer le BCB (descente en température) avant la révélation. L'étape de révélation commence par l'immersion la plaquette dans le solvant DS3000 entre 30℃ et 35℃ en agitant pendant 5min environ puis trois fois dans le solvant DS3000 froid à 20℃ en séchant à l'azote avec une pression supérieure à 3 bars. Pour une résolution maximale et une bonne qualité de la couche BCB, un post-recuit est réalisé pendant 60s à 90℃.

Finalement, le BCB est polymérisé dans un four de recuit sous balayage d'azote afin d'éviter la formation de composés oxydés à la surface du BCB lorsque la température augmente au-delà de 150℃. Selon l'utilisation de B CB, il existe deux types de recuit de polymérisation :

- Recuit de type « softcure » (utilisé en technologie multicouches) à 210℃ pendant 40min, permettant une polymérisation partielle du BCB (75% à 85%). Il améliore l'accroche entre les différents niveaux de polymère.
- Recuit de type « hardcure » (utilisé pour une seule couche ou couche finale) à 250℃ pendant 60min, permettant une polymérisation quasi-totale du BCB (~ 95%). Il augmente les résistances chimiques et mécaniques du polymère.

Dans notre cas, on a une seule couche de BCB, une cuisson de type « hardcure » est donc effectuée. Les paramètres des rampes et des plateaux du recuit « hardcure » sont présentés dans le Tableau II.3:

Durée rampe (min)	Température (℃)	Durée du plateau (min)
5	50	5
10	100	10
15	150	15
60	250	60
60	30	

Tableau II.3. Processus de cuisson « hardcure » du BCB

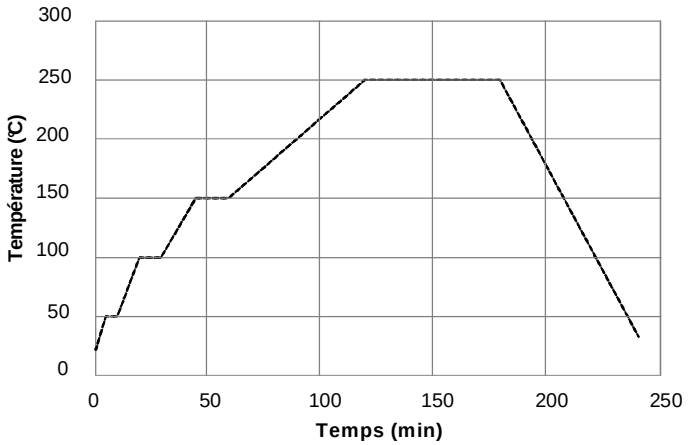


Figure II.44. Courbe du processus de cuisson « hardcure » du BCB

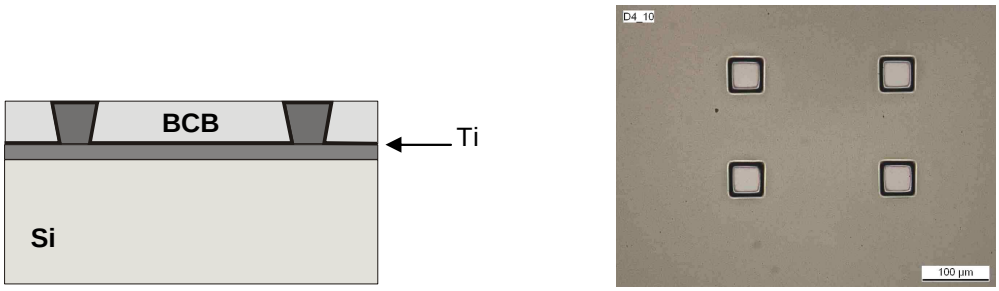


Figure II.45. Déposition du BCB

d/ Réalisation des conducteurs :

Juste avant la métallisation, un descuming par plasma (O_2/CF_4) à 200W pendant 3min avec une cage à faraday est nécessaire afin d'enlever les résidus organiques de développeur mais aussi pour faciliter l'adhérence de la couche d'accrochage. La couche d'accrochage doit posséder une bonne conductivité et ne pas être oxydable, elle doit avoir une bonne adhérence avec le BCB, être facilement gravée par voie sèche ou humide. Compte tenu de ces propriétés, une couche mixe composée de titane et d'or semble la meilleure solution pour la couche d'accrochage. Cette couche de titane/or (Ti/Au) est réalisée par évaporation. Afin d'améliorer l'accroche de cette couche sur le BCB, l'évaporation est réalisée en chauffant le polymère (à 150℃).

Les conducteurs sont enfin effectués par croissance électrolytique d'or localisée dans un moule de résine d'AZ 4562 de 10µm environ (Figure II.46a). Les dernières étapes de ce procédé consistent en la suppression de la résine en utilisant l'acétone et la suppression de la couche d'accrochage dans les fentes coplanaires dans un bain de iodure de potassium (KI) et d'iode (I_2) pour éliminer l'or. Enfin, le titane est enlevé dans un bain d'acide fluorhydrique tamponné (buffer HF).

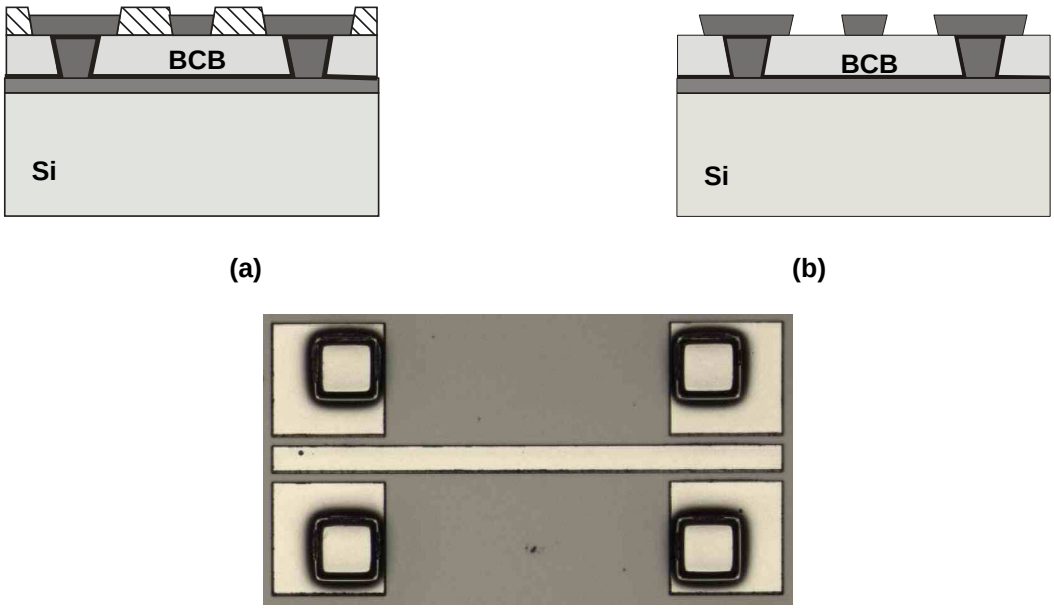


Figure II.46. Elaboration des conducteurs(a)-(b) et photographe du circuit final (c)

Remarques :

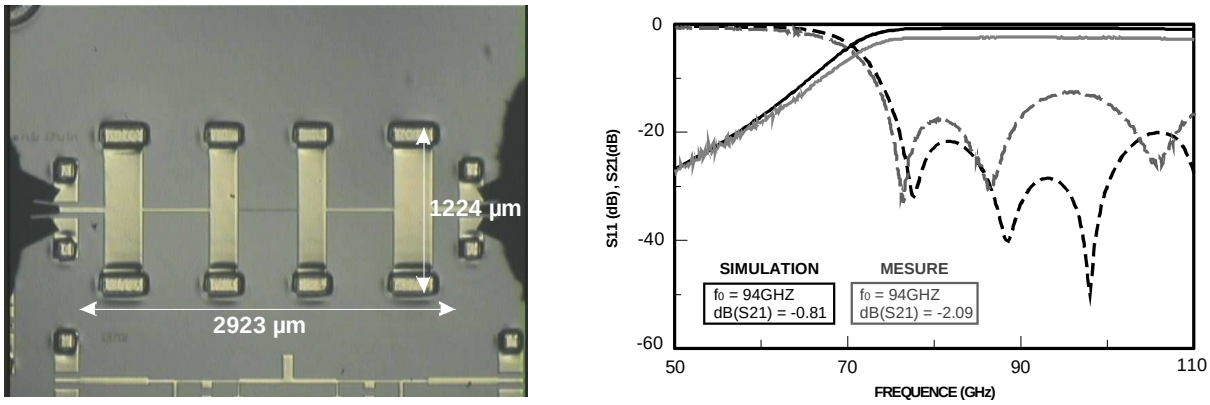
Si le procédé technologique a été amélioré pour nos dispositifs, la technologie BCB sur 20µm reste difficile à réaliser à cause de problèmes d'alignement. En effet, la couche BCB couvre les motifs d'alignement ce qui nous a empêché d'aligner facilement les niveaux supérieurs. Pour s'acquitter de cette difficulté supplémentaire, il vaut mieux utiliser un motif d'alignement spécial pour le BCB qui nous permet d'aligner la couche de BCB sans toucher les motifs d'alignement normaux pour les autres couches.

II.4.5. Mise en œuvre des dispositifs dans la bande W :

II.4.5.1. Application aux filtres large bande :

a/ Filtre à stubs en terminaison court-circuit (CC) :

Un filtre à stubs en terminaison court circuit est réalisé à 94 GHz pour une bande passante de 45%. Les mesures sont réalisées de 40GHz à 110 GHz (Figure II.47). La réponse d'un tel filtre présente une fréquence de résonance à 94 GHz avec un niveau de pertes de -2.09 dB.

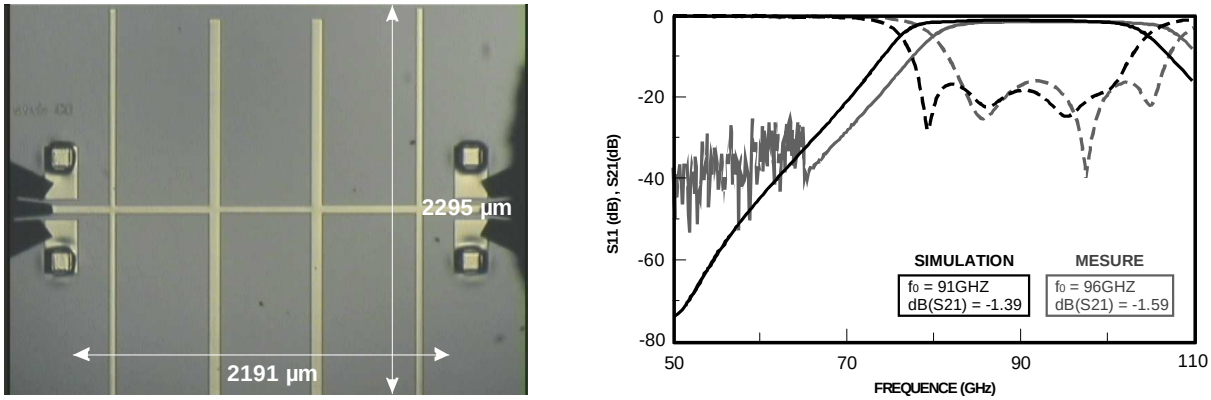


(a) **(b)**

Figure II.47. Filtre à stubs CC (a) photographie, (b) résultats de mesures

b/ Filtre à stubs en terminaison circuit ouvert (CO) :

Un filtre à stubs en terminaison CO est réalisé à 94 GHz avec une bande passante de 45%. Les résultats des mesures sont illustrés à la Figure II.48. Malgré un faible décalage en fréquence, les résultats des mesures sont proches de la simulation. La fréquence de résonance est à 96 GHz avec une bande passante de 28.75% et un niveau de pertes de -1.597 dB.



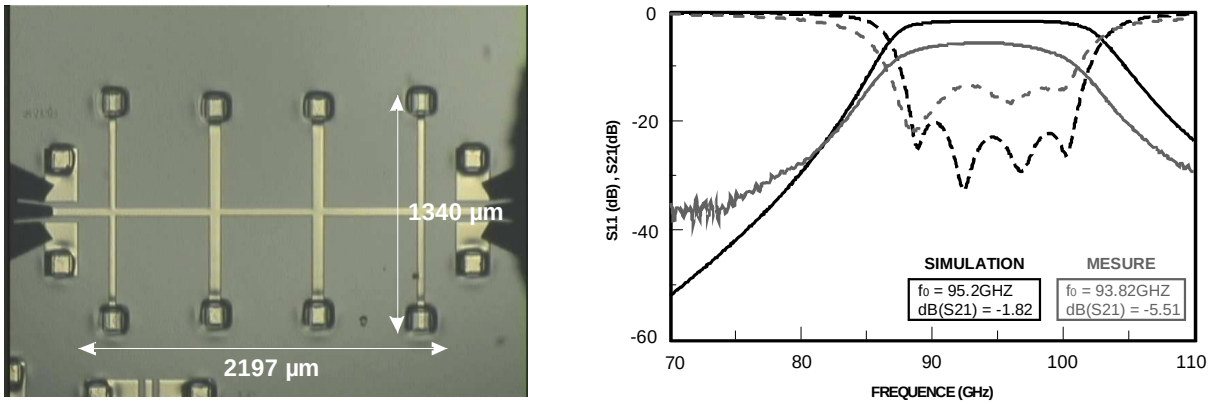
(a) **(b)**

Figure II.48. Filtre à stubs CO (a) photographie, (b) résultats de simulation HFSS et de mesures

c/ Filtre à stubs à faible bande passante :

Lors de la conception de filtres à stubs en technologie membrane, la bande minimale accessible était de 45%. Nous avons donc cherché à déterminer cette bande minimale dans le cas d'un filtre implanté en technologie Si-BCB à 94GHz. La Figure II.49 montre les résultats obtenus des simulations et mesures. La fréquence centrale mesurée est de 93.82 GHz pour un niveau de pertes de -5.51 dB. La bande passante dans ce cas peut descendre

jusqu'à 13.8%. Par rapport à la technologie membrane, nous avons réduit de 28% la bande passante minimale accessible pour une topologie à stubs.



(a) **(b)**

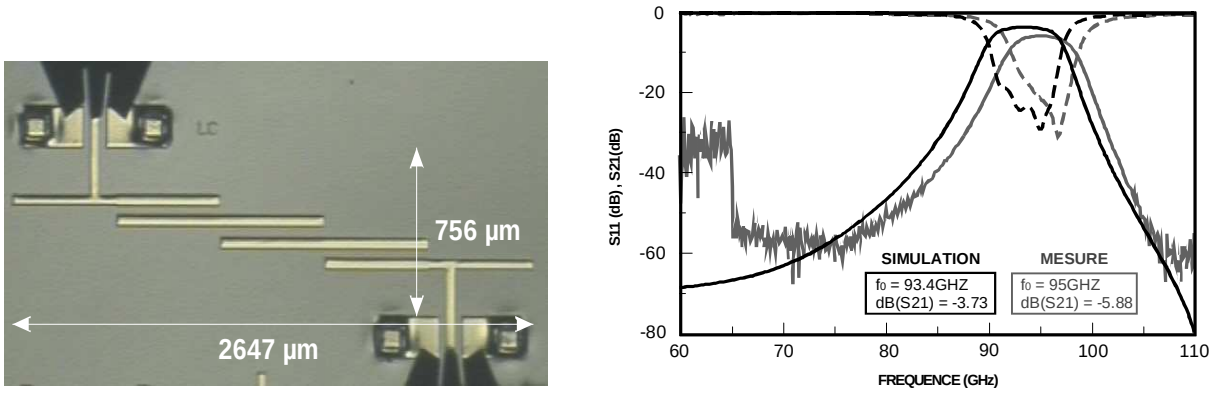
Figure II.49. Filtre à stubs CC pour une BW min (a) photographie, (b) résultats de simulation HFSS et de mesures

II.4.5.2. Application aux filtres faible bande :

a/ Filtre à lignes couplées :

La technologie BCB permet de s'affranchir des difficultés rencontrées lors de la conception de filtres à lignes couplées sur membrane.

Un filtre à lignes couplées d'ordre 4 est réalisé en technologie BCB. Comme dans le cas de filtre à stubs en terminaison CO, les résultats de mesures sont décalés en fréquence de l'ordre de 2.2GHz (Figure II.50). La fréquence centrale est à 95 GHz avec une bande passante de 6.21% et des pertes d'insertion de -5.9 dB.

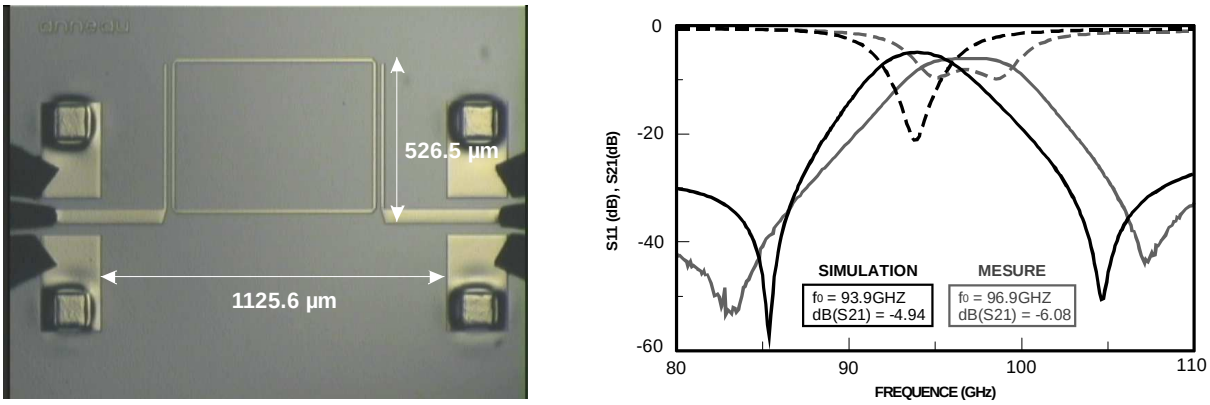


(a) **(b)**

Figure II.50. Filtre à lignes couplées (a) photographie, (b) résultats de simulation HFSS et de mesures

b/ Filtre en anneau :

Un filtre en anneau d'ordre 2 est aussi réalisé en technologie BCB (Figure II.51). Le décalage en fréquence a engendré une dégradation du niveau d'adaptation du filtre. Le filtre en anneau présente des pertes d'insertion de -6.08 dB à 96.9 GHz pour une bande passante de 6.60%.



(a) **(b)**

Figure II.51. Filtre en anneau (a) photographie, (b) résultats de simulation HFSS et de mesures

Remarques : Nous observons que tous les filtres réalisés dans la technologie BCB sont décalés en fréquence. Ce problème peut être expliqué par des propriétés électriques de BCB à 94GHz. En effet, nous avons configuré dans la simulation des propriétés du BCB vers 10 GHz (ε_r = 2.65, tanδ = 0.002). Compte tenu de la grande différence en fréquence, la permittivité de BCB varie par rapport à celle mesurée aux fréquences plus basses ($\varepsilon_{restime}$ = 2.55). Une post simulation est réalisée pour un filtre à lignes couplées avec la nouvelle valeur de ε_r = 2.55 (Figure II.52).

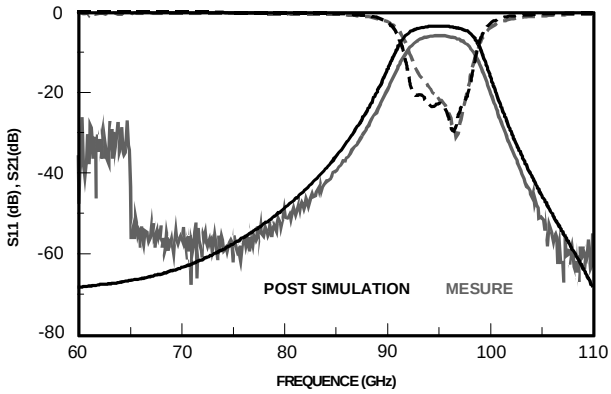


Figure II.52. Filtre à lignes couplées : résultats de post simulation HFSS et de mesures

II.4.6. Comparaisons et conclusion :

Nous avons utilisé la technologie BCB compte tenu de ses faibles pertes et de son coût réduit. En bande W, l'épaisseur de BCB joue un rôle important sur l'atténuation. Plus l'épaisseur de BCB est importante, et moins les pertes sont élevées. Une épaisseur de 20µm est nécessaire pour développer les dispositifs dans cette gamme de fréquence. Une étude a été menée pour le dépôt d'une épaisseur de 20µm de BCB. Nous avons donc développé des filtres passe-bande à large bande et à bande étroite dans la bande W (75 GHz-110 GHz) et la bande V (50 GHz-75 GHz) en utilisant la technologie Si-BCB. Malgré les difficultés rencontrées dans le procédé technologique, les résultats obtenus sont encourageants et ont confirmé notre choix technologique.

Pour comparer objectivement les deux filières technologiques, le Tableau II.4 récapitule les performances des filtres passe bande réalisés sur membrane et sur BCB.

	Filtres à stubs					***Filtres à lignes couplées***		***Filtres en anneau***	
	Membrane		**BCB**			**Membrane**	**BCB**	**Membrane**	**BCB**
	CC	*CC repliés*	*CC*	*CC à BP min*	*CO*				
f_0 (GHz)	93.38	99.00	94.00	93.82	96.00	---	95.00	94.69	96.90
BW (%)	41.70	37.60	45	13.80	28.75	---	6.21	5.31	6.60
Pertes (dB)	-2.02	-1.91	-2.09	-5.51	-1.60	---	-5.88	-6.47	-6.08
	☺	☺	☺	☺☺	☺☺	☹☹	☺	☺☺	☺

Tableau II.4. Comparaison de deux filières technologiques : Membrane et BCB sur Si

Nous observons que les filtres large bande en technologie BCB ont moins de pertes d'insertion que les filtres en technologie membrane. De plus, nous sommes capables de réaliser des filtres à stubs pour une faible bande passante en utilisant la technologie BCB.

Concernant les filtres à bande étroite, le filtre à lignes couplées en technologie BCB a des bonnes performances alors qu'il est impossible de le réaliser en technologie membrane. Pour le filtre en anneau, les deux technologies présentent des résultats similaires. Les performances en technologie BCB sont à pondérer compte tenu de la désadaptation observée. Néanmoins, dans tous les cas la technologie BCB résulte en un niveau de pertes plus faible qu'en technologie membrane.

II.5. CONCLUSION

Une étude de technologie dans la bande millimétrique est présentée dans ce chapitre. Les premières analyses nous ont conduit à utiliser deux technologies : la membrane sur silicium et le BCB. Pour valider ces deux filières technologiques, nous avons développé les filtres passe-bande dans la bande W.

La technologie membrane a montré de bonnes performances pour les filtres large bande. Néanmoins, elle a montré ses limites pour la conception de filtres en bande étroite, même si la topologie de filtre en anneau avec une bande passante de 5% développée a des performances prometteuses. Pourtant, la précision de technologie représente le point faible de cette filière en bande W.

Une deuxième filière technologique a ensuite été envisagée, le Si-BCB. Cette technologie devient plus difficile à mettre en œuvre compte tenu de la nécessité d'utiliser des épaisseurs de BCB épaisses dans cette gamme de fréquence. Malgré ces difficultés, nous avons obtenu des filtres passe-bande à large bande et à bande étroite performants en bande millimétrique. Cette technologie permet de s'affranchir des difficultés rencontrées en technologie membrane en termes de pertes et de bande passante. Pour ces différentes raisons, nous choisirons la technologie Si-BCB pour réaliser la fonction accordable dans le chapitre IV.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II

[1] S. BORET

« Circuit Intégrés Monolithiques en Technologie Coplanaire Pour Applications de Réception jusqu'à 110 GHz »

Mémoire de Doctorat en Electronique, Université de Lille, Septembre 1999.

[2] H. HAPPY

« Contribution à la simulation physique de composants et à la réalisation de circuits intégrés monolithiques microondes originaux »

Mémoire d'Habilitation à Diriger des Recherches en Sciences Physiques, Université de Lille, n° d'ordre H291, Décembre 200 0.

[3] G. PRIGENT

« Méthode de conception de filtres planaires à bande étroite dans les domaines centimétrique et millimétrique »

Mémoire de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, n° d'ordre 908, Décembre 2002.

[4] N. NAND, N. GUPTA

« GaAs FETs [microwave devices] »

Potentials, IEEE, vol. 20, no. 5, pp. 35 – 37, December 2001 - Janury 2002.

[5] R. B. STOKES, J. D. CRAWFORD

« X-band thin film acoustic filters on GaAs »

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, no. 6, pp. 1075 – 1080, June - July 1993.

[6] YONGSHENG DAI, LIN LIU, XIAOJIAN CHEN, JINGTING LIN

« DC-50 GHz switch MESFET modeling technique for GaAs control MMICs and its applications »

Proceedings Microwave and Millimeter Wave Technology, ICMMT, pp. 322 – 325, 17-19 August 2002.

[7] **G. WOLF, G. PRIGENT, E. RIUS, S. DEMICHEL, R. LEBLANC, G. DAMBRINE, H. HAPPY**
« Band-pass coplanar filters in the G-frequency band »
IEEE, Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15, no. 11, pp. 799 – 801, November 2005

[8] **E. RIUS, G. PRIGENT, H. HAPPY, G. DAMBRINE, S. BORET, A. CAPPY**
« Wide- and narrow-band bandpass coplanar filters in the W-frequency band »
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, 2003, vol. 3, pp 784-791.

[9] **G. L. MATTHAEI, L. YOUNG, E. M. T. JONES**
« Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures »
ARTECH HOUSE, Dedham MA, 1980.

[10] **S. B. COHN**
« Dissipation Loss in Multiple-Coupled Resonator Filters »
Proc. IRE 47, pp. 1342-1348, August 1959.

[11] **Z. R. HU, V. F. FUSCO, J. A. C. STEWART, Y. WU, H. S. GAMBLE, B. M. ARMSTRONG, N. B. BUCHANAN**
« Characteristics of trenched coplanar waveguide for SiMMIC applications »
IEEE MTT-S Int., vol. 2, pp. 735 – 738, June 1997.

[12] **K. M. STROHM, F. J. SCHMUCKEL, B. SCHAUWECKER, W. HEINRICH, J.F.LUY**
« Silicon Micromachined CPW Transmission Lines »
Proceedings of the European Microwave Conference, Milan, Septembre 2002.

[13] **L. L. W. LEUNG, J. ZHANG, W. C. HON, K. J. CHEN**
« High-performance CMOS compatible micromachined edge-suspended coplanar waveguides on low-resistivity silicon substrate »
34th European Microwave Conference, Amsterdam, pp. 45-48, October 2004.

[14] **S. PERROT**
« Etude Théorique et Expérimentale de la Technologie Membrane Pour Applications “Faible Coût” aux Longueurs d’Ondes Millimétriques »
Mémoire de Doctorat en Electronique, Université de Brest, n° d’ordre 805, 2001.

[15] K. TAKAHASHI, U. SANGAWA, S. FUJITA, M. MATSUO, T. URABE, H. ORUGA, H. VABUKI
« A compact V-Band Filter / Antenna Integrated Receiver I-C Built on Si-Micromachined BCB Suspended Structure »
IEICE Transactions on Electronic, 2001, vol. E84-C, n°10.

[16] D. COTTET, J. GRZYB, M. SCHEFFLER, B. OSWALD, G. TROSTER
« Integrated RF Components on Low Cost MCM-D Substrate »
European Microelectronics Packaging and Interconnections Symposium, 2000.

[17] D. COTTET, M. SCHEFFLER, J. GRZYB, B. OSWALD, G. TROSTER
« RF Characterization of Low Cost MCM-D Substrate Manufactures on Large Panel »
http://www.ife.ee.ethz.ch/~cottet/publications/epep99.pdf

[18] S. N. LEE, J. I. LEE, Y. J. KIM, J. G. YOOK
« Miniaturized CBCPW bandpass filter basedon thin film polyimide on lossy silicon »
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 16, no. 10, pp. 546 – 548, October 2006.

[19] A. L. AMADJIKPE, D. CHOUDHURY, G. E. PONCHAK, J. PAPAPOLYMEROU
« A compact conformal end-fire antenna for 60 GHz wireless applications »
IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, APSURSI '09, 1-5 June 2009, Page(s):1 – 4.

[20] G. PRIGENT, E. RIUS, K. BLARY, H. HAPPY, S. LEPILLIET, G. DAMBRINE, A. CAPPY
« Design of narrow band-pass planar filters for millimeter-wave applications up to 220 GHz »
IEEE Microwave Symposium Digest, MTT-S International, 12-17 June 2005, Page(s) : 4 pp.

[21] H. HAPPY, G. SIX, M. VANMACKELBERG, A. CAPPY, G. DAMBRINE
« Ultra Low Loss Transmission Lines on Low Resistivity Silicon Substrate »
IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, 2000, vol 3, pp 1809-1812.

[22] G. SIX, M. VANMACKELBERG, H. HAPPY, G. DAMBRINE, S. BORET, D. GLORIA
« Transmission Lines on Low Resistivity Silicon Substrate for MMICs Applications »
31st European Microwave Conference, 2001, vol. 2, pp 193-196.

[23] K. GRENIER
« Conception, réalisation et caractérisation de structures micro-usinées sur silicium : applications aux micro-systèmes millimétriques »
Mémoire de Doctorat en Electronique, Université de Toulouse, n° d'ordre 00587, Novembre 2000.

[24] W. HEINRICH
« Quasi-TEM Description of MMIC Coplanar Lines Including Conductor Loss Effects »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, pp 45-52, 1993.

[25] W. H. HAYDL, W. HEINRICH, R. BOSH, M. SCHLECHTWEE, P. TASKER, J. BRAUNSTEIN
« Design Data for Millimeter Wave Coplanar Circuits »
25th European Microwave Conference, 1993, pp 223-228.

[26] H. A. WHEELER
« Formulas for the Skin Effect »
Proc. IRE, vol.30, pp 412-424, 1942.

[27] W. HEINRICH
« The slot line in uniplanar MMIC's : Propagation characteristics and loss analysis»
IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. (Dallas, TX), pp 167-170, 1990.

[28] W. HEINRICH
« Full-Wave Analysis of Conductor Losses on MMIC Transmission Lines »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, Issue 10, October 1990 Page(s):1468 – 1472.

[29] E. SAINT ETIENNE

« Nouvelle filière technologique de circuits micro-ondes coplanaires à faibles pertes et à faible dispersion sur membrane composite d'oxyde et de nitrure de silicium »

Mémoire de Doctorat en Microélectroniques, Microsystèmes, Micro-ondes, Université Paul Sabatier de Toulouse, n° d'ordre 9 8532, Novembre 1998.

[30] M. SAADAOUI

« Optimisation des circuits passifs micro-ondes suspendus sur membrane diélectrique»

Mémoire de Doctorat en Microélectroniques, Microsystèmes, Micro-ondes, Université Paul Sabatier de Toulouse, n° d'ordre 0 5624, Novembre 2005.

[31] F. BOUCHRIHA

« Développement de filières technologiques dédiées à l'intégration de microsystèmes millimétriques sur silicium »

Mémoire de Doctorat en Microélectronique et Microondes, Université Paul Sabatier de Toulouse, n° d'ordre 05677, Décembre 2 005.

[32] D. DUBUC, K. GRENIER, M. SAADAOUI, A. TAKACS, P. PONS, H. AUBERT, R. PLANA

« Low Losses and Compact Membrane Filters »

International Workshop on Microwave Filters, Toulouse, September 2004.

[33] M. SAADAOUI, A. MULLER, P. PONS, L. BARY, F. GIACOMOZZI, D. DUBUC, K. GRENIER, D. VASILACHE, R. PLANA

« Fabrication of silicon based micromachined antennas for millimeter-wave applications »

4th Workshop on MEMS for millimeterWave Applications, Toulouse, July 2003, pp D.15-D.18.

[34] M. RIAZIAT, I. ZUBECK, S. BANDY, G. ZDASIUK

« Coplanar Waveguides Used in 2-18 GHz Distributed Amplifier »

Microwave Symposium Digest, MTT-S International, Vol. 86, Issue 1, 2 Jun 1986, Page(s):337 - 338

[35] C. BORDAS

« Optimisation technologique de commutateurs MEMS RF à tenue en puissance améliorée - Application à l'élaboration d'un synthétiseur d'impédance MEMS en bande K »

Mémoire de Doctorat en Microélectroniques, Université Paul Sabatier de Toulouse, n°d'ordre 08079, Février 2008.

[36] S. FREDERICO, C. HIBERT, R. FRITSCHI, P. FLUCKIGER, P. RENAUD, A. M. IONESCU

« Silicon sacrificial layer dry etching (SSLDE) for free-standing RF MEMS architectures »

16th Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, MEMS-03 Kyoto, 19-23 January 2003, Page(s):570 – 573

[37] D. YONG, L. ZEWEN, C. PENG, L. LITIAN, L. ZHIJIAN

« Preparation and etching of porous silicon as a sacrificial layer used in RF-MEMS devices »

6th International Conference on Solid-State and Integrated-Circuit Technology, Proceedings. Vol. 2, 22-25 October 2001 Page(s):816 - 819

[38] G. PRIGENT, E. RIUS, F. LE PENNEC, S. LE MAGUER, N. NEY, M. LE FLOCH

« DOE Based Design Method for Coupled-Lines Narrow Bandpass Filter Response Improvement »

32th European Microwave Conference, 2002, vol. 3, pp 1129-1132.

[39] M. K. MOHD SALLEH, G. PRIGENT, O. PIGAGLIO, R. CRAMPAGNE

« Quarter-Wavelength Side-Coupled Ring Resonator for Bandpass Filters »

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no1, pp. 156-162, January 2008.

[40] L. MAZENQ, K. GRENIER, J. B. DOUCET, V. CONEDERA, F. MESNILGRENTE, C. BORDAS

« Photolithographie du benzocyclobutène (BCB) et procédure d'utilisation »

Rapport LAAS N°07814, Octobre 2007, 14p.

[41] **L. L. W. LEUNG, K. J. CHEN, X. HUO, P. C. H. CHAN**
« On chip filters on standard silicon substrate incorporating a low-K BCB dielectric layer »
32nd European Microwave Conference, 2002, vol. 1, pp 37-40.

[42] **F. BOUCHRIHA, K. GRENIER, D. DUBUC, P. PONS, R. PLANA, J. GRAFFEUIL**
« Minimization of passive circuits losses realized on low resistivity silicon using micro-machining techniques and thick polymer layers »
IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig, vol. 2, pp 959-962, 2003.

[43] **K. GRENIER, D. DUBUC, L. MAZENQ, J.P. BUSQUERE, B. DUCAROUGE, F. BOUCHRIHA, A. RENNANE, V. LUBECKE, P. PONS, P. ANCEY, R. PLANA**
« Polymer based technologies for microwave and millimeter wave applications »
IEEE International Electron Devices Meeting, pp.545-548, December 2004.

[44] **G. PRIGENT, E. RIUS, F. LE PENNEC, S. LE MAGUER, C. QUENDO, G. SIX, AND H. HAPPY**
« Design of narrow-band DBR planar filters in Si-BCB technology for millimeter-wave applications »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, no. 3, pp. 1045-1051, March 2004.

[45] **G. SIX**
« Optimisation d'une technologie 3D pour la réalisation de circuits intégrés millimétriques sur substrat de silicium »
Mémoire de Doctorat en Microondes et Microtechnologies, Université des Sciences et Technologies de Lille, n° d'ordre 3491, Octobre 2004.

[46] **S. PINEL**
« Conception et réalisation d'assemblages 3D ultra-compacts par empilement de structures amincies »
Mémoire de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, n° d'ordre 00492, Novembre 2000.

Chapitre III

CHAPITRE III : SYNTHESES DE FILTRES ACCORDABLES EN FREQUENCE CENTRALE

III.1. INTRODUCTION

La multiplication des systèmes de communications qu'ils soient pour des applications grand public ou militaires a conduit à une raréfaction des bandes de fréquence disponibles. Ainsi, une utilisation rationnelle du spectre de fréquence est nécessaire conduisant à une augmentation des contraintes sur les éléments constitutifs des systèmes. Les applications commerciales fonctionnent le plus souvent en band C, Ka et Ku (4-8 GHz, 12-18 GHz, et 26.5-40 GHz) tandis que les applications militaires ont des bandes allouée autour de 40-60GHz. Ainsi, pour s'acquitter de ces problèmes d'encombrement spectral, on a vu apparaître de plus en plus d'applications dans la gamme sub-millimétrique permettant en outre une augmentation des débits de données, et par conséquent une augmentation des services proposés aux clients (transfert de vidéo, internet, etc.). Ainsi les systèmes actuels tendent à proposer une multiplicité de services dont les fréquences de fonctionnement diffèrent en fonction des besoins.

Ces systèmes multinormes ont engendré un besoin de fonctions millimétriques reconfigurables. La reconfigurabilité se répercute sur l'ensemble des composants du sous-système (qu'il soit émetteur ou récepteur), et plus particulièrement sur les filtres que ce soit pour un filtre à fréquence fixe ou un filtre accordable. Les contraintes électriques décrites précédemment (faible bande, faibles pertes, fort niveau de réjection) restent aussi importantes. A ces critères « classiques » s'ajoutent ceux liés à la reconfigurabilité du filtre. En effet, il est important de pouvoir maîtriser les performances du filtre quelle que soit sa fréquence de fonctionnement. La capacité du filtre à se déplacer en fréquence (l'excursion en fréquence) est souvent limitée par la dégradation progressive du niveau d'adaptation dès qu'on s'éloigne de sa fréquence nominale. A ce phénomène s'ajoute souvent une modification de la sélectivité du filtre et par conséquent des niveaux de pertes d'insertion.

Dans ce contexte, l'objectif de ce chapitre est de proposer des topologies de filtres accordables en fréquence permettant une excursion en fréquence importante tout en

maintenant de bonnes performances électriques. Les topologies que nous proposons sont basées sur l'utilisation de filtre en anneau d'une part et sur une modification du résonateur DBR (Dual Behavior Resonator) d'autre part. Nous proposons pour chacune de ces topologies une synthèse permettant de déterminer les caractéristiques électriques des lignes constituant le filtre (impédances, longueurs) mais aussi les valeurs des éléments assurant l'accordabilité en fréquence ainsi que leurs positions dans le dispositif.

Une étude des potentialités des topologies proposées vis-à-vis de l'accordabilité en fréquence sera effectuée afin d'établir un choix pour la suite de notre étude.

.

III.2. FONCTION ACCORDABLE

De nombreuses études ont été effectuées sur des dispositifs accordables (coupleur, diviseur, filtre, antenne…) dans les systèmes de communication en bandes millimétrique et submillimétrique. Ces dispositifs accordables permettent d'obtenir un système miniature fonctionnant sur une large gamme de fréquence.

Dans le système de communication, le filtre est un composant présent à tous les niveaux de la chaîne, il permet de sélectionner le signal utile dans la gamme de fréquence désirée. Considérons par exemple le système décrit à la Figure III.1. Le filtre accordable aurait son utilité puisqu'il permettrait de remplacer les différents filtres par un seul dispositif accordable en fréquence et par conséquent de réduire considérablement l'encombrement du système ainsi que son coût.

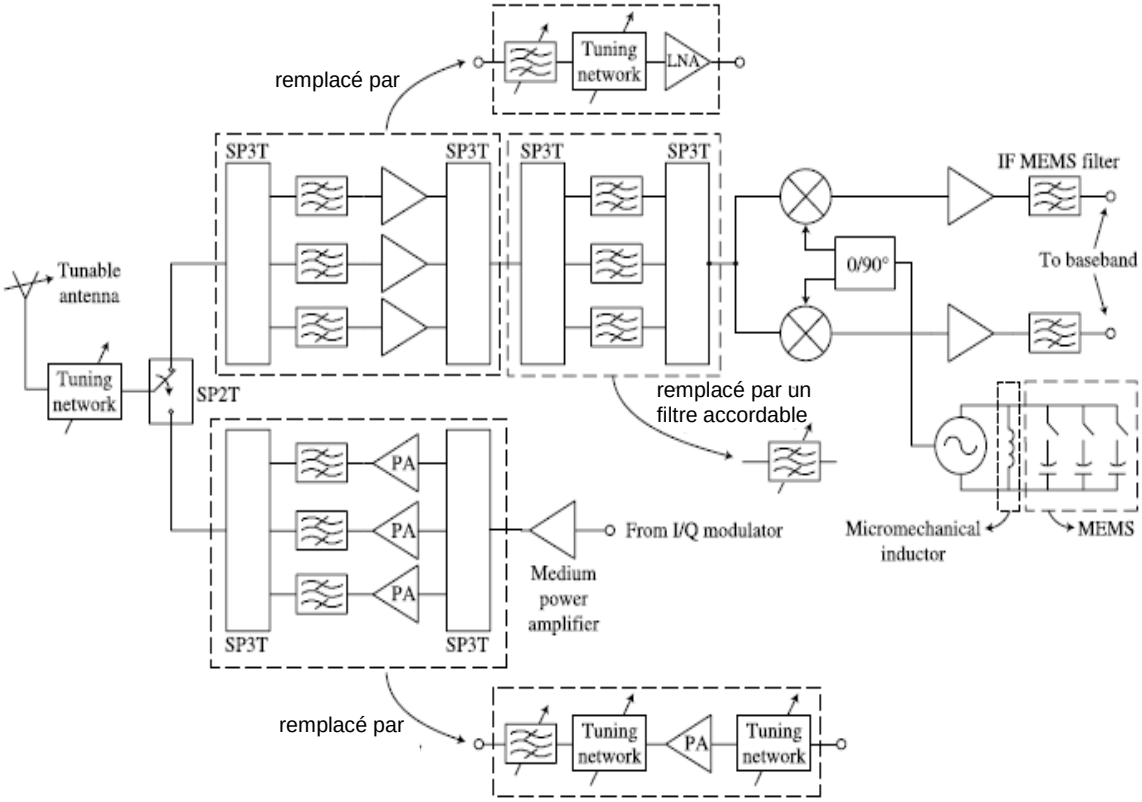


Figure III.1. Bloc diagramme d'un système de téléphone sans fils à 3 bandes [1]

III.2.1. Fonction accordable en fréquence :

Une fonction reconfigurable en fréquence peut être accordable en fréquence (fréquence centrale ou fréquences des zéros de transmission) ou en bande passante. Les solutions développées sont généralement accordables en fréquence, il existe de rares solutions ou fréquence centrale et bande passante sont contrôlées simultanément. Le contrôle des zéros de transmission est quasiment inexistant dans les travaux actuels. La

Figure III.2 est un exemple d'une fonction accordable en fréquence [2]. Grâce aux éléments d'accord intégrés dans la structure, la fréquence de résonnance peut se décaler de 35 GHz à 33 GHz.

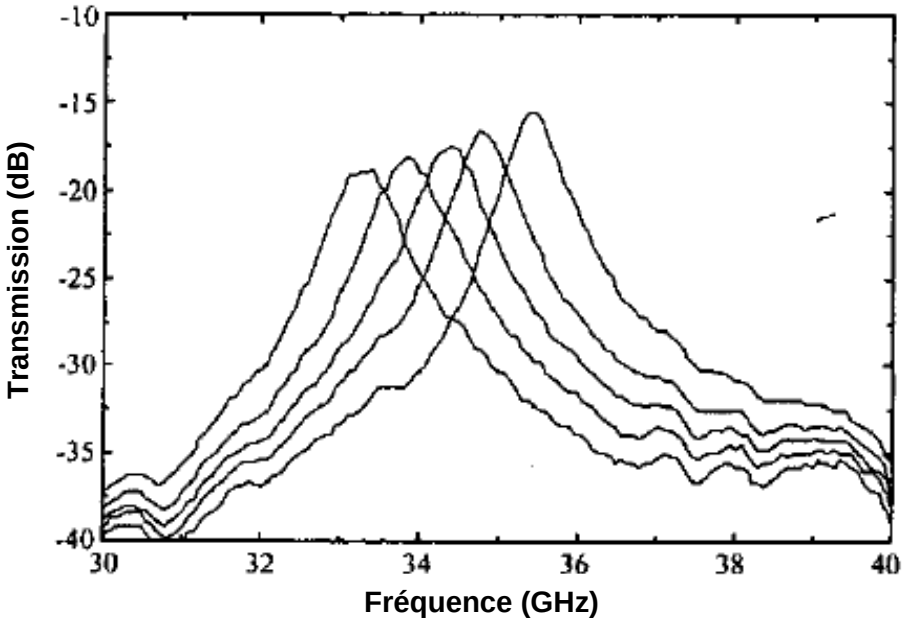
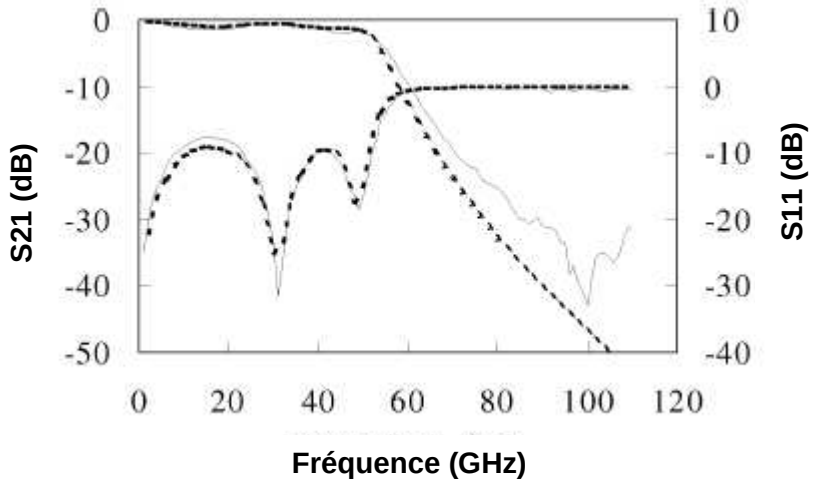


Figure III.2. Exemple d'un résonateur accordable en fréquence [2]

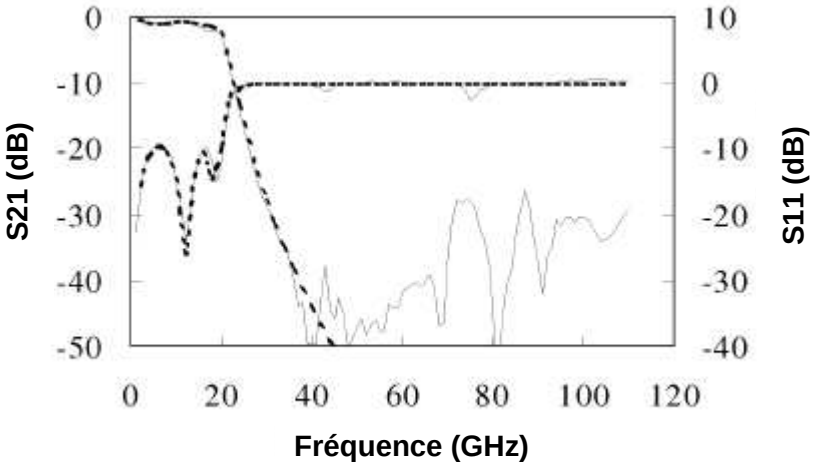
Les filtres accordables en bande millimétrique ont fait l'objet de nombreux travaux [1]. Une multitude de topologies de filtre sont proposées et réalisées en utilisant différentes technologies [3]-[6]. Parmi les solutions proposées nous pouvons distinguer deux types de filtres reconfigurables : les accordables et les commutables. Les filtres accordables, utilisant des éléments d'accord variables (capacités variables par exemple) permettent de réaliser un contrôle continûment variable sur toute la gamme de fréquence visée. Les solutions commutables sont elles basées sur des composants à deux états (on/off) permettant d'adresser deux configurations électriques au dispositif. Compte tenu de la difficulté de réalisation des composants continument variables, les solutions commutables sont les plus fréquentes quel que soit le domaine de fréquence, y compris dans le domaine submillimétrique [7]-[10].

III.2.2. Fonction accordable en bande passante :

La fonction accordable en bande passante est caractérisée par sa capacité à passer de large bande à bande étroite et réciproquement. Ce type de filtre est très utilisé dans le domaine optique en commutant entre différentes longueurs d'onde [11]-[12]. Un autre principe pour obtenir ce type de filtre est de varier la longueur des résonateurs en utilisant les éléments d'accord [13]. Dans la Figure III.3, un filtre accordable passe bas est obtenu en utilisant le MEMs.



(a)



(b)

Figure III.3. Exemple d'un résonateur accordable en bande passante [13]

Dans de récentes études, de nombreux chercheurs ont réussit à réaliser des filtres accordables soit en fréquence, soit en bande passante. L'objectif ultime est d'assurer une reconfigurabilité tant en fréquence qu'en bande passante [14]-[15].

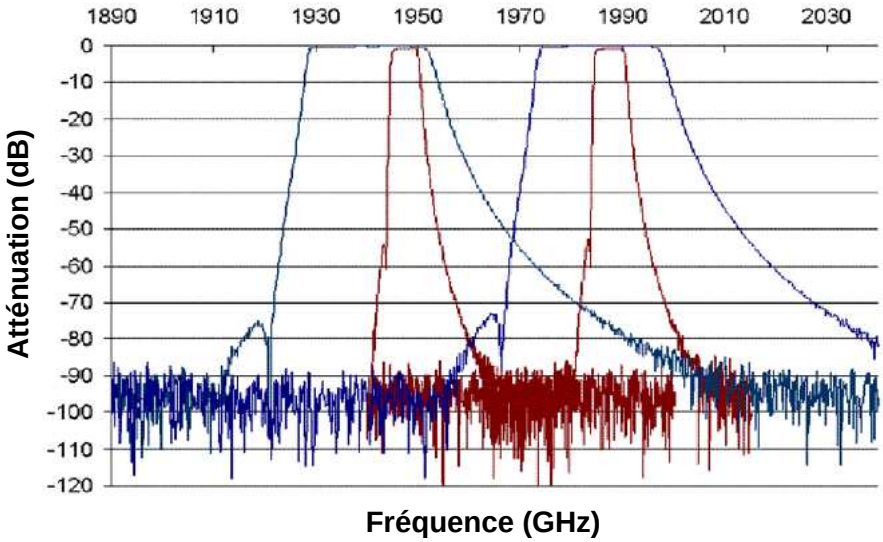


Figure III.4. Exemple d'un résonateur accordable en fréquence et en bande passante [15]

III.2.3. Conservation des performances électriques :

Dans tous cas, les filtres accordables doivent conserver un bon niveau d'adaptation et de pertes d'insertion. Pour les filtres accordables en fréquence, la difficulté à conserver le niveau d'adaptation limite fortement ses réalisations dans une large gamme de fréquence. En effet, dès que la fréquence centrale change, le niveau d'adaptation diminue rapidement (Figure III.5).

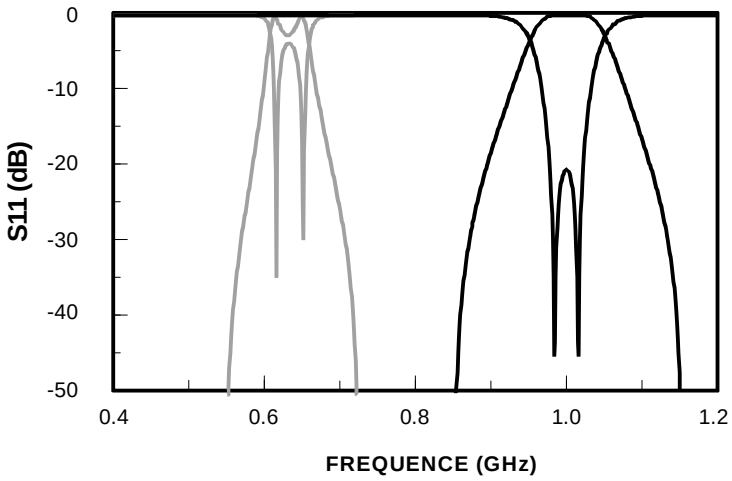


Figure III.5. Dégradation de l'adaptation d'un résonateur accordable en fréquence

Ainsi, le choix d'une topologie de filtre pour la fonction accordable satisfaisant en même temps l'agilité et le niveau d'adaptation est primordial. Dans ce chapitre, nous présentons deux topologies de filtres qui possèdent des degrés de liberté intéressants pour la fonction accordable en fréquence : le filtre en anneau et le filtre DBR modifié.

III.3. FILTRE EN ANNEAU

Dans nos études, nous nous intéressons au filtre accordable à bande étroite en bande W (75 GHz- 110 GHz), la première étape de la conception de la fonction accordable consiste à établir un choix de topologie de filtre. Dans le chapitre II, nous avons vu que le filtre en anneau a un intérêt pour adresser des fonctions dans la bande W (94GHz) compte tenu de ses degrés de liberté permettant de contrôler indépendamment ses paramètres caractéristiques (fréquence, bande passante, fréquences des zéros). Nous allons envisager son utilisation pour la réalisation de fonction accordable dans cette gamme de fréquence.

III.3.1. Topologie et synthèse d'un filtre en anneau:

Le filtre en anneau que nous étudions a été développé à l'ENSEEIHT par Mohd Salleh et al. [16]. Ce filtre a une réponse pseudo-elliptique caractérisée par une fréquence centrale située entre deux zéros de transmission.

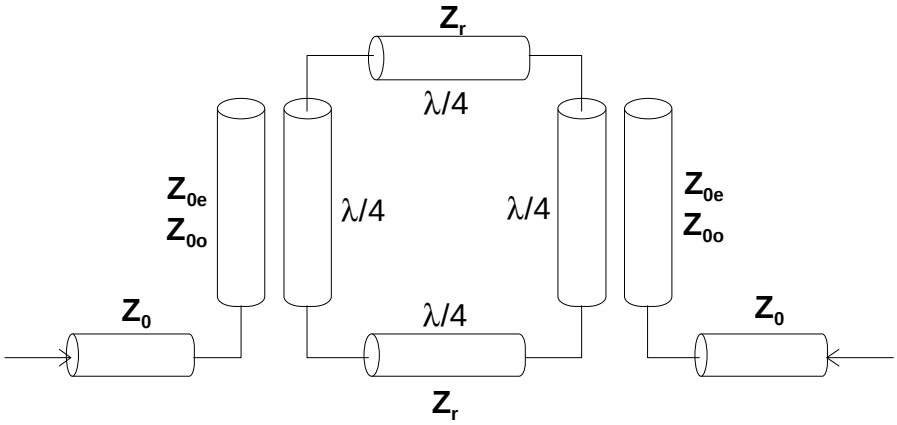


Figure III.6. Topologie du filtre en anneau à l'accès latéraux

Les caractéristiques électriques du filtre sont les suivantes : f_0 la fréquence centrale, r_f (<1) le rapport entre la fréquence du premier zéro de transmission et la fréquence centrale, Z_{0e} l'impédance caractéristique du mode pair des lignes couplées, Z_0 l'impédance de normalisation et y l'ondulation dans la bande (en dB).

On définit les paramètres suivant :

$$f_{tz} = r_f\, f_0 \text{ : Fréquence du premier zéro de transmission} \qquad \text{(III.1)}$$

$$T_Z = \frac{\sin\left(\frac{\pi f_{tz}}{2 f_0}\right)^2}{1+\cos\left(\frac{\pi f_{tz}}{2 f_0}\right)^2} \qquad \text{(III.2)}$$

$$x = -10^{-\frac{y}{20}} \tag{III.3}$$

A partir de ces différents paramètres, on définit les valeurs intermédiaires suivantes :

$$S_Q = \sqrt{\left(1-x^2\right)\left(T_Z^2-1\right)^2 Z_0^2} \tag{III.4}$$

$$P = 4xZ_0T_Z^3 - Y_{0e}Z_0^2T_Z^4\left(x^2-2\right) + 4T_Z x\left(S_Q - Z_0\right) \tag{III.5}$$

$$Q = 2T_Z^2Y_{0e}Z_0\left(Z_0\left(x^2-2\right)+S_Q\right) \tag{III.6}$$

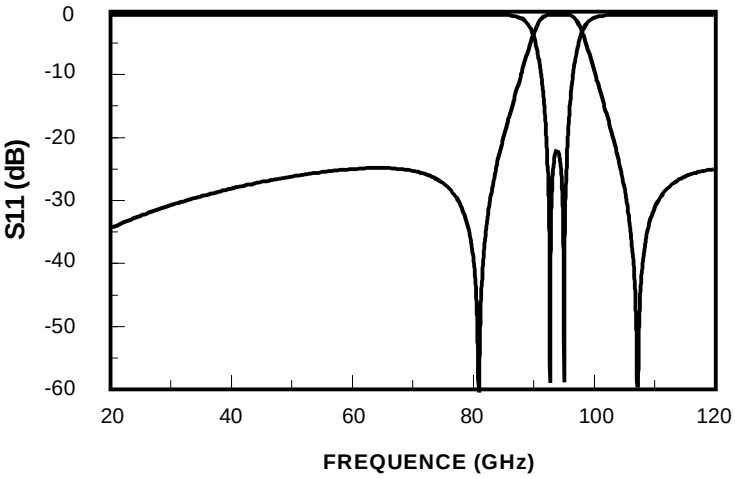
$$R = -Y_{0e}Z_0\left(Z_0\left(x^2-2\right)+2S_Q\right) \tag{III.7}$$

Ces paramètres permettent de calculer l'impédance caractéristique des lignes quart d'ondes et de l'impédance caractéristique du mode impair des lignes couplées :

$$Z_r = \frac{2T_Z x + T_Z^2Y_{0e}Z_0 + Y_{0e}\left(-Z_0 + S_Q - x\sqrt{\dfrac{P+Q+R}{Y_{0e}x^2}}\right)}{2xY_{0e}} \tag{III.8}$$

$$Y_{0o} = \frac{T_Z Y_{0e}}{Z_r\left(2Y_{0e} - \dfrac{T_Z}{Z_r}\right)} \tag{III.9}$$

Un exemple d'application de la synthèse pour concevoir le résonateur en anneau à accès couplés latéraux quart d'onde est présenté à la Figure III.7 pour une fréquence centrale de 94 GHz.



DONNEES

f_0 (GHz)	r_f	y (dB)	Z_{0e} (Ω)	Z_0 (Ω)
94	0.86	0.03	90	50

RESULTATS

Z_{0o} (Ω)	Z_r (Ω)
41.883	59.951

(a) **(b)**

Figure III.7. Réponse d'un filtre en anneau d'ordre 2 à 94 GHz – Résultats de la synthèse

III.3.2. Synthèse du filtre en anneau accordable :

Les études ayant conduit à la synthèse précédente ont permis de mettre en évidence les potentialités de la structure en anneau à accès latéraux quart d'onde pour la conception de fonctions accordables en fréquence centrale. L'idée est de modifier le périmètre de l'anneau et, par conséquent, sa résonnance en intégrant des éléments d'accord (capacités variables) [17]-[19]. Toutefois, les fréquences des zéros étant elles aussi dépendantes de la longueur électrique de l'anneau, une synthèse a été proposée par Mohd Salleh et al. [20] pour déterminer les valeurs des éléments d'accord assurant la modification de la fréquence centrale recherchée.

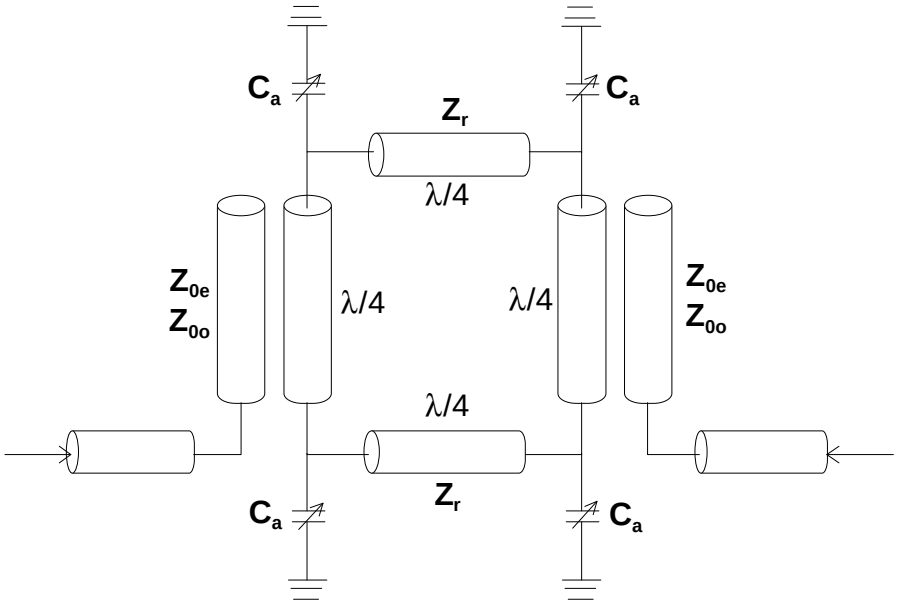
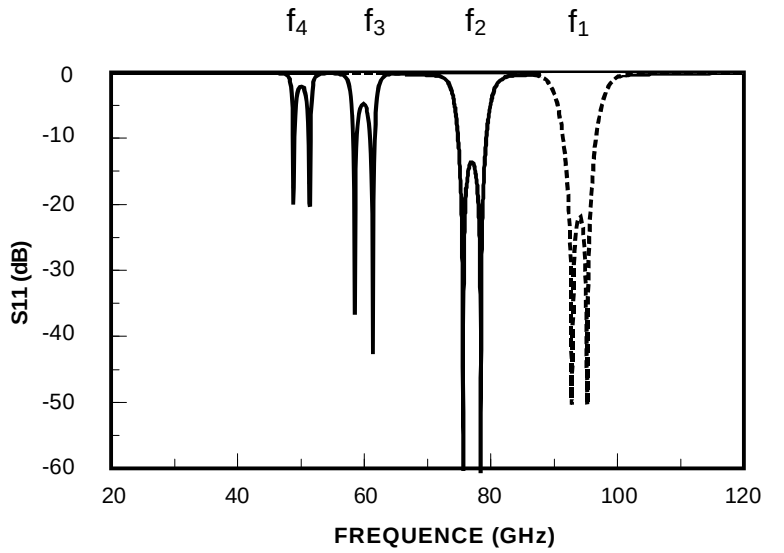


Figure III.8. Topologie du filtre en anneau accordable en ajoutant les capacités variables

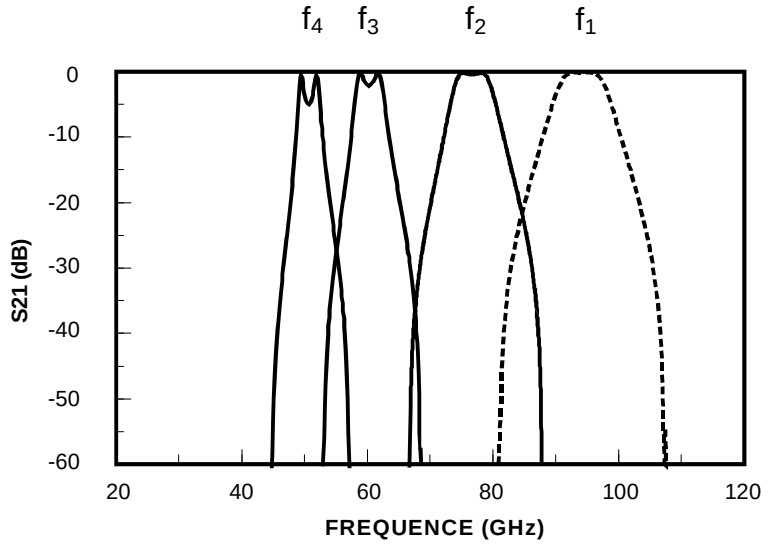
Ces capacités parallèles ont pour effet de décaler la réponse fréquentielle vers les basses fréquences. La Figure III.9 montre sa capacité à décaler la réponse dans la gamme de fréquence : 94 GHz – 50GHz (f_1 = 94GHz, f_2 = 77 GHz, f_3 = 60 GHz, f_4 = 50 GHz). Les valeurs de C_a sont issues de la synthèse (Equation III.12).



f_1 = 94GHz, r_f = 0.86, y = 0.03, Z_{0e} = 90Ω, Z_0 = 50Ω

(a)

f (GHz)	77	60	50
C_a (fF)	18	52	89



f_1 = 94GHz, r_f = 0.86, y = 0.03, Z_{0e} = 90Ω, Z_0 = 50Ω

(b)

Figure III.9. Réponse du filtre en anneau en variant la valeur de C_a (a) S11 (dB), (b) S21(dB)

Toutefois, le décalage en fréquence entraîne une désadaptation dans la bande passante. Le niveau d'adaptation peut être corrigé simplement en remplaçant l'impédance caractéristique de l'anneau Z_r par une nouvelle impédance Z_{rx}. Néanmoins, en ce qui

concerne les filtres accordables, l'idée est de traduire l'effet du changement d'impédance de Z_r à Z_{rx} par l'intégration des inductances parallèles L_a au milieu de ces lignes quart d'ondes (Figure III.10). Avec l'intégration de ces inductances parallèles, les niveaux d'adaptation sont améliorés pour une large gamme de fréquence (Figure III.11).

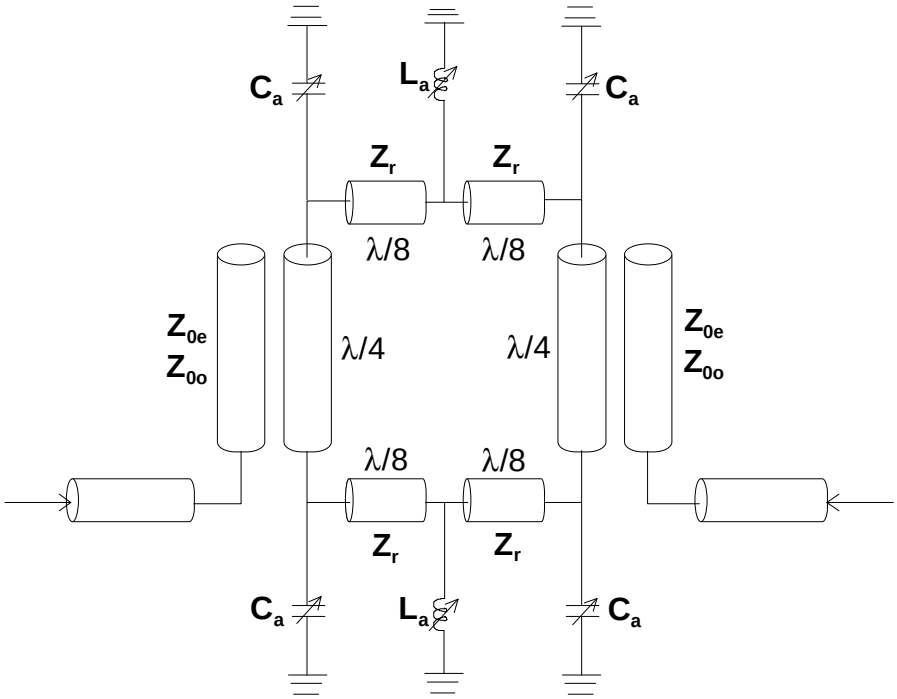
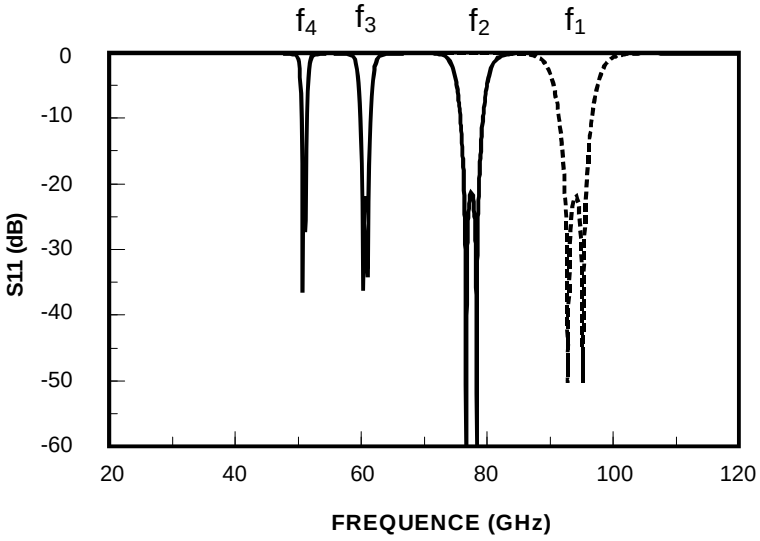


Figure III.10. Topologie du filtre en anneau accordable en ajoutant des capacités et des inductances variables

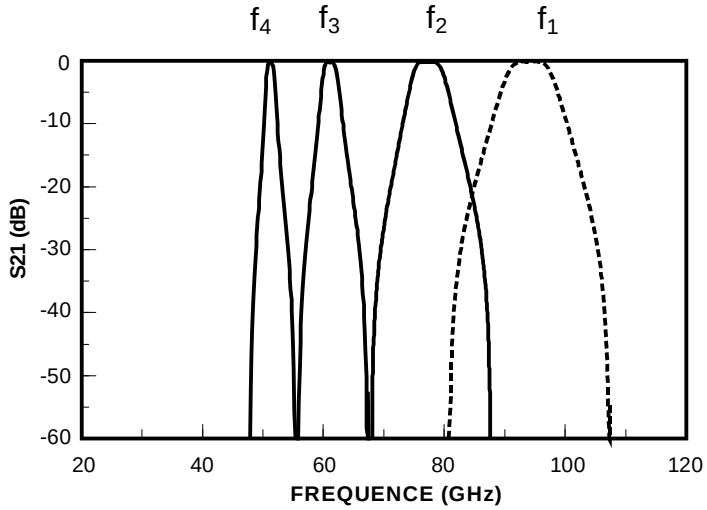
.



f_1 = 94GHz, r_f = 0.86, y = 0.03, Z_{0e} = 90Ω, Z_0 = 50Ω

(a)

f (GHz)	77	60	50
C_a (fF)	18	52	89
L_a (nH)	4	1.05	0.71



f_1 = 94GHz, r_f = 0.86, y = 0.03, Z_{0e} = 90Ω, Z_0 = 50Ω

(b)

Figure III.11. Réponse du filtre en anneau en variant les valeurs de C_a et de L_a (a) S11 (dB), (b) S21(dB)

La synthèse finale du filtre en anneau accordable est décrite ci-dessous :

Soit f_{cz} et f_{0C} respectivement la nouvelle fréquence du premier zéro de transmission et la nouvelle fréquence centrale du résonateur.

On définit des degrés de liberté :

- $r_{0C} = \dfrac{f_{0C}}{f_0}$: le rapport entre la nouvelle fréquence centrale f_{0C} à la fréquence centrale initiale f_0 (III.10)
- $n = \dfrac{f_{0C}\, f_{tz}}{f_0\, f_{cz}}$: un degré de liberté permettant de corriger la valeur de f_{0C} (III.11)

La valeur de la capacité C_a en fonction de la fréquence est calculée par :

$$C_a = \frac{T_Z + 1 - \sqrt{\left(T_Z^2 - 1\right)\left(1 + \tan^2\left(\dfrac{\pi f_{cz}}{2 f_0}\right)\right)}}{2\pi f_{cz} Z_r \tan\left(\dfrac{\pi f_{cz}}{2 f_0}\right)} \qquad \text{(III.12)}$$

L'expression de Z_{rx} est obtenue par :

$$Z_{rx} = \frac{-T_C + K_1 + K_5 + S_{Q2}}{2 T_C Z_r \left(Y_0^2 + C_f^2\right)} \qquad \text{(III.13)}$$

où :

$$S_{Q2} = \sqrt{T_C^2 + K_1^2 + K_2 + 4K_3\left(K_3 - 1\right) + K_4 + K_5^2} \qquad \text{(III.14)}$$

$$T_C = \tan\left(\frac{\pi f_{0C}}{2 f_0}\right) \qquad \text{(III.15)}$$

$$C_f = 2\pi f_{0C} C_a \qquad \text{(III.16)}$$

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0} \qquad \text{(III.17)}$$

$$K_1 = T_C Z_r^2 Y_0^2 \qquad \text{(III.18)}$$

$$K_2 = 2 T_C^2 Z_r^2 Y_0^2 \qquad \text{(III.19)}$$

$$K_3 = T_C Z_r C_f \qquad \text{(III.20)}$$

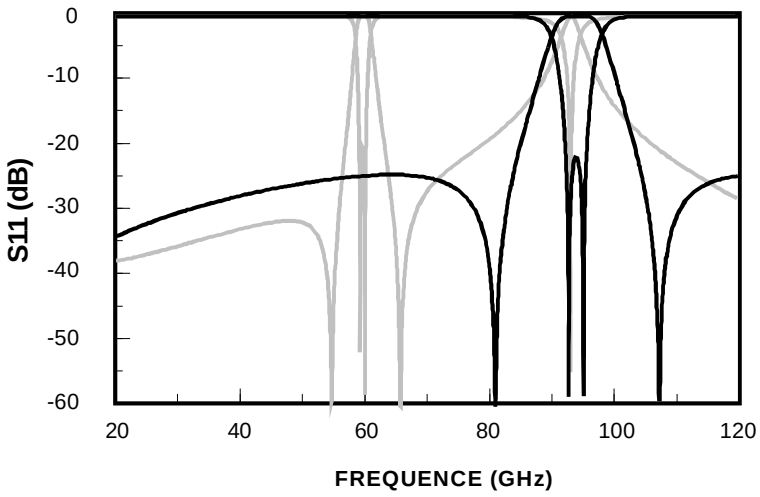
$$K_4 = 4 T_C Z_r^3 Y_0^2 C_f \qquad \text{(III.21)}$$

$$K_5 = 2C_f Z_r \tag{III.22}$$

L'inductance L_a est définie par :

$$L_a = \frac{Z_{rx} Z_r \left(Z_r^2 Y_0^2 + 1\right)}{4\pi f_0 \left(Z_{rx} - Z_r\right)\left(Z_{rx} Z_r Y_0^2 - 1\right)} \tag{III.23}$$

Une illustration de la synthèse (Figure III.12) pour un accord en fréquence de 94 GHz à 60 GHz fait apparaître l'efficacité de la synthèse pour corriger la désadaptation.



94GHz, r_f = 0.86, y = 0.03, Z_{0e} = 90Ω, Z_0 = 50Ω ⇒ Z_{0o} = 41.883Ω, Z_r = 59.95Ω

60GHz, r_{0C} = 0.642, n = 0.964 ⇒ C_a = 54.91fF, L_a = 1.025nH

Figure III.12. Application de la synthèse pour un filtre accordable de 94 GHz à 60 GHz

III.3.3. Application de la synthèse pour un filtre accordable :

Pour appliquer cette synthèse, l'idée est de remplacer la capacité ou l'inductance par deux lignes de transmissions connectées par un micro commutateur à MEMs. Le commutateur est à l'état OFF à la fréquence centrale et à l'état ON à la fréquence à atteindre. La Figure III.13 montre la topologie du filtre incluant les éléments d'accord.

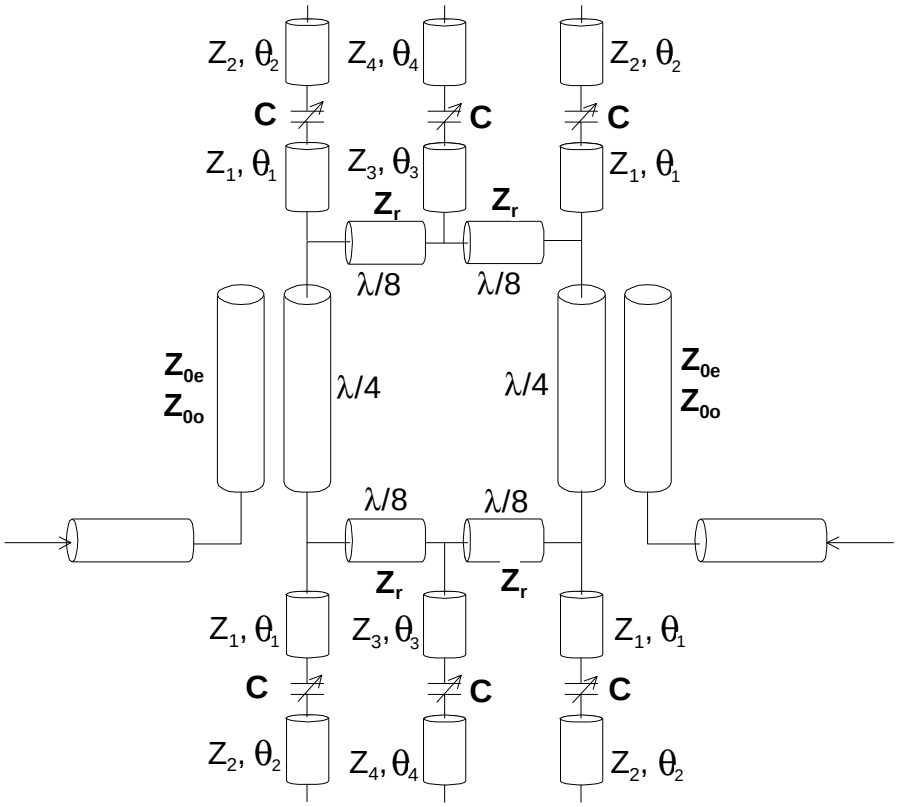


Figure III.12. Circuit équivalent du filtre en anneau accordable en intégrant des MEMs

Un exemple de filtre accordable est obtenu pour une capacité à l'état haut *Cup* = 15fF et à l'état bas *Cdown* = 800 fF (Figure III.14).

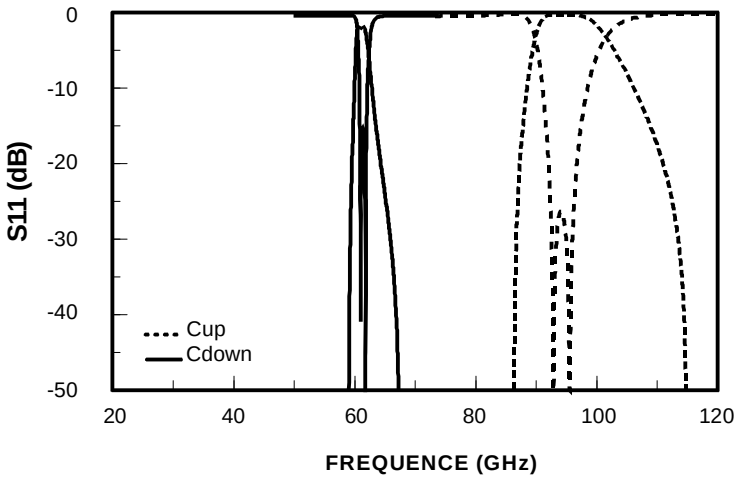


Figure III.14. Réponses du filtre accordable de 94GHz à 60GHz en changeant l'état du micro-commutateur

Paramètres initiaux				
f_0 (GHz)	r_f	y (dB)	Z_{0e} (Ω)	Z_0 (Ω)
110	0.69	1.6	159	50
Stub remplaçant la capacité				
Z_1 (Ω)	θ_1 (°)	Z_2 (Ω)	θ_2 (°)	
69	2	21	27.5	
Stub remplaçant l'inductance				
Z_3 (Ω)	θ_3 (°)	Z_4 (Ω)	θ_4 (°)	
50	136	50	38.2	

Tableau III.1. Résultats de la synthèse pour l'application accordable de 94GHz à 60GHz

III.3.4. Conclusion :

Cette synthèse a montré son intérêt pour des applications accordables. Néanmoins, l'application de la synthèse pour des écarts importants entre fréquences nominale et finale conduit à des difficultés de mise en œuvre. En effet, comme l'illustre la Figure III.14, le décalage en fréquence s'accompagne d'une diminution significative de la bande passante (à 94 GHz, BW=10%, à 60 GHz BW=3.45%). Il s'ensuit donc une augmentation importante des pertes. Une amélioration de la topologie en anneau accordable avec maîtrise simultanée de la fréquence centrale et de la bande passante est actuellement en cours de validation.

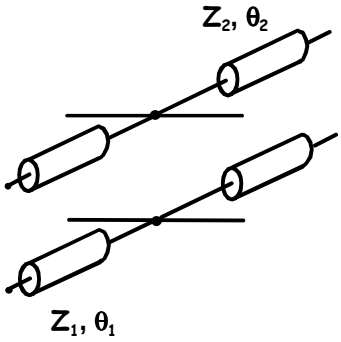
III.4. DBR MODIFIE

Pour la conception de fonction accordable en fréquence, il est nécessaire de disposer d'une synthèse permettant de faciliter le contrôle des paramètres caractéristiques. De plus, la synthèse doit s'adapter aux contraintes technologiques. La synthèse de filtre que nous présentons ici se base sur un principe simple tout en assurant une grande flexibilité pour la fonction accordable : le filtre DBR modifié.

III.4.1. Topologie et synthèse d'un DBR modifié :

La topologie DBR [21] introduite au chapitre I se caractérise par une fréquence de résonance située entre deux zéros de transmissions contrôlés par les caractéristiques

électriques des stubs. La synthèse permet de déterminer les impédances caractéristiques ainsi que les longueurs des stubs en fonction de la fréquence centrale (f_0), des fréquences des zéros de transmission (f_{HF}, f_{BF}) et du paramètre de pente du résonateur (b) (Figure III.15b).



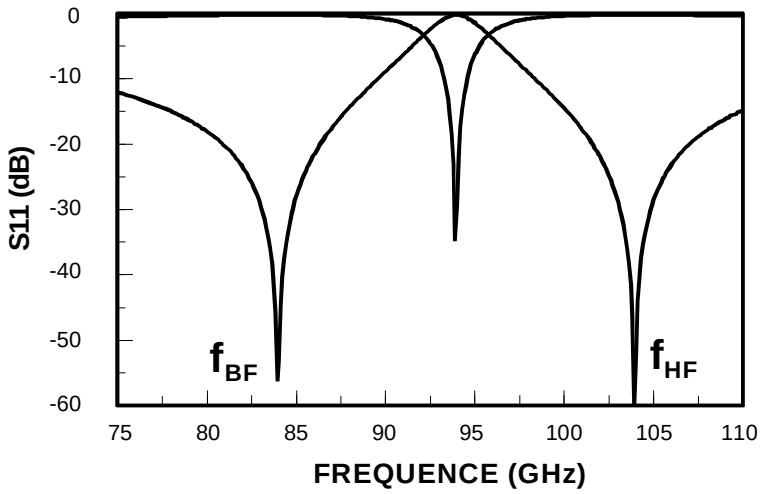
DONNEES

f_0 (GHz)	f_{BF} (GHz)	f_{HF} (GHz)	b
94	84	104	50

RESULTATS

Z_1 (Ω)	Z_2 (Ω)	L_1 (µm)	L_2 (µm)
50.651	62.969	892.857	721.154

(a)



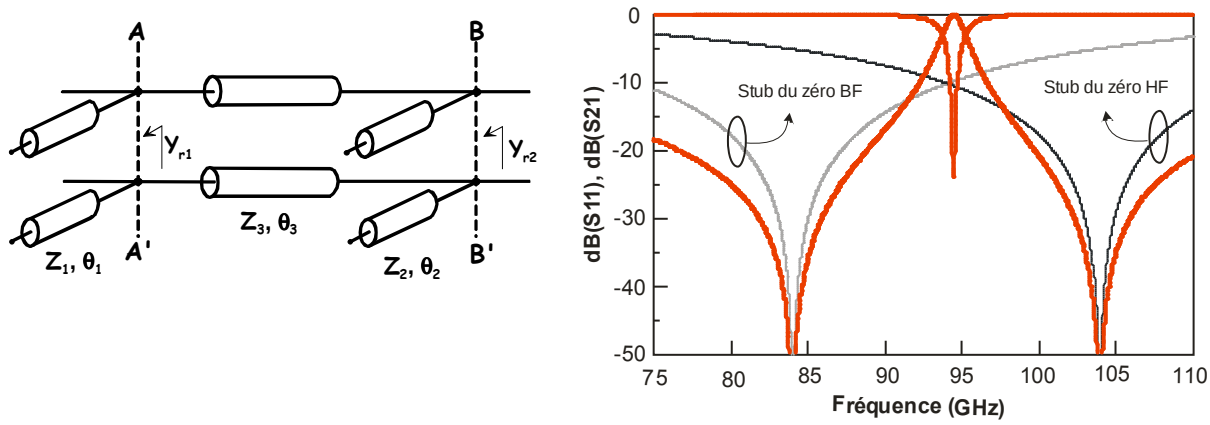
(b)

Figure III.15. DBR classique (a) Topologie, (b) Réponses

Cette topologie a déjà prouvé son efficacité en termes de sélectivité et d'amélioration des pertes d'insertion pour la conception de filtres à bande étroite [22]-[23]. Toutefois, lors de sa mise en œuvre, les zéros de transmission et la fréquence centrale ne sont pas totalement indépendants. En effet, la proximité des stubs favorise l'apparition de phénomènes électromagnétiques néfastes pour le bon fonctionnement du résonateur. Ainsi, la fréquence centrale est fortement liée à celle des deux zéros de transmission. Afin d'éviter ce problème, la solution proposée consiste à éloigner les stubs pour limiter leur interaction. De plus, la fréquence centrale est fortement liée au rapport d'impédance entre les deux stubs. Ainsi, si

les fréquences des zéros de transmission sont facilement contrôlables en modifiant les longueurs des résonateurs, il est difficile d'assurer le contrôle de la fréquence centrale tant qu'on ne peut pas modifier les impédances. Il convient alors de définir une nouvelle topologie de résonateur proposant un degré de liberté supplémentaire pour le contrôle de la fréquence centrale.

La nouvelle topologie de DBR proposée comporte une ligne de transmission entre les deux stubs (Figure III.16). Ainsi, les zéros de transmission sont créés par les stubs, de manière analogue au DBR classique, tandis que la fréquence centrale est contrôlée par la ligne de transmission inter-stubs.



(a) (b)

Figure III.16. DBR modifié (a) Topologie, (b) Réponses

Une synthèse a été développée [24] afin de déterminer les impédances des lignes en fonction des fréquences des zéros de transmission (f_{HF}, f_{BF}) et la fréquence centrale (f_0).

III.4.1.1. Synthèse générale :

Le résonateur que nous avons développé comporte deux stubs parallèle en terminaison circuit ouvert de part et d'autre d'une ligne de transmission comme illustré dans la Figure III.16a.

Les admittances équivalentes vue dans les plans AA' et BB' pour les stubs en circuit ouvert sont :

$$y_{ri} = y_i \frac{y_L + j.y_i.\tan\theta_i}{y_i + j.y_L.\tan\theta_i} \qquad \text{(III.24)}$$

Les terminaisons des stubs étant en circuit ouvert, l'admittance de la charge est nulle. Ces admittances sont de la forme :

$$y_{ri} = j.y_i.\tan\theta_i = j.b_i \tag{III.25}$$

Ainsi la matrice chaîne globale peut être calculée par :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ y_{r1} & 1 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} \cos\theta_3 & j.z_3.\sin\theta_3 \\ j.y_3.\sin\theta_3 & \cos\theta_3 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ y_{r2} & 1 \end{bmatrix} \tag{III.26}$$

Ce qui conduit au système d'équations suivant :

$$\begin{cases} A = \cos\theta_3 - b_2.\sin\theta_3 \\ B = j.z_3.\sin\theta_3 \\ C = j.[(b_1 + b_2).\cos\theta_3 + (y_3 - b_1.b_2.z_3).\sin\theta_3] \\ D = \cos\theta_3 - b_1.z_3.\sin\theta_3 \end{cases} \tag{III.27}$$

Le paramètre de transmission peut alors être exprimé par :

$$S_{21} = \frac{2}{A + B + C + D} \tag{III.28}$$

où

$$\begin{cases} A + B + C + D = R + jI \\ R = 2.\cos\theta_3 - z_3.(b_1 + b_2).\sin\theta_3 \\ I = \cos\theta_3.(b_1 + b_2) + \sin\theta_3.[y_3 + z_3.(1 - b_1.b_2)] \end{cases} \tag{III.29}$$

Donc, le module du paramètre de transmission peut être exprimé par :

$$S_{21}.S_{21}^* = \frac{4}{|A + B + C + D|^2} \tag{III.30}$$

avec

$$|A + B + C + D|^2 = a_1.\cos^2\theta_3 + a_2.\sin^2\theta_3 + a_3.\cos\theta_3.\sin\theta_3 \tag{III.31}$$

avec

$$\begin{cases} a_1 = 4 + (b_1 + b_2)^2 \\ a_2 = [y_3 + z_3.(1 - b_1.b_2)]^2 + z_3^2.(b_1 + b_2)^2 \\ a_3 = 2.(b_1 + b_2).[y_3 - z_3.(1 + b_1.b_2)] \end{cases} \tag{III.32}$$

Compte tenu du nombre important des paramètres inconnus ((z_1, θ_1), (z_2, θ_2), (z_3, θ_3)), il est nécessaire de simplifier le système d'équations précédent.

III.4.1.2. Simplification des résonateurs :

D'après les équations (III.31)-(III.32), une des simplifications possible consiste à imposer la longueur électrique de la ligne de transmission inter-stub θ_3. Considérons une ligne de transmission demi-onde à la fréquence centrale du résonateur. Dans ces conditions, à la fréquence centrale, l'équation (III.31) se ramène à l'équation (III.34) ce qui conduit à une expression simple du coefficient de transmission (III.35) :

$$\theta_3 = \pi \Rightarrow L_3 = \frac{c}{2.f_0} \qquad \text{(III.33)}$$

$$\left|A+B+C+D\right|^2 = a_1 = 4+\left(b_1+b_2\right)^2 \qquad \text{(III.34)}$$

$$\left|S_{21}\right|^2 = \frac{4}{4+\left(b_1+b_2\right)^2} \qquad \text{(III.35)}$$

Ainsi, les conditions de résonnance à la fréquence centrale (f_0) conduit aux conditions suivantes :

$$S_{21}\Big|^2 = 1\Big|_{f=f_0} \Rightarrow b_1 = -b_2 \qquad \text{(III.36)}$$

$$z_1 = -z_2 \frac{\tan\left(\beta_0 L_1\right)}{\tan\left(\beta_0 L_2\right)} \qquad \text{(III.37)}$$

Dans ces conditions, à la fréquence centrale, si on considère la ligne de transmission demi-onde, l'admittance y_r ramenée dans le plan BB' de l'admittance y_{r1} à travers la ligne inter-stub est réduite à :

$$y_r = y_3 \frac{y_{r1} + j.y_3.\tan\theta_3}{y_3 + j.y_{r1}.\tan\theta_3} \qquad \text{avec} \quad \theta_3\Big|_{f=f_0} = \pi \qquad \text{(III.38)}$$

Il vient

$$y_r = y_{r1} \qquad \text{(III.39)}$$

Ainsi, à la fréquence de résonnance, la topologie modifiée de DBR est analogue à celle d'un DBR classique (Figure III.17). Les caractéristiques électriques des stubs ((z_1, θ_1), (z_2, θ_2)) peuvent donc être déterminées à partir des équations de synthèse développée par C. Quendo et al. [21].

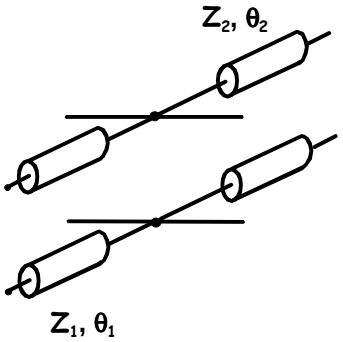


Figure III.17. Topologie du DBR classique

$$f_1 = k_1 . f_0 \quad \text{(III.40)}$$

$$f_2 = k_2 . f_0 \quad \text{(III.41)}$$

$$L_1 = \frac{\lambda_0}{4.k_1} \quad \text{(III.42)}$$

$$L_2 = \frac{\lambda_0}{4.k_2} \quad \text{(III.43)}$$

$$z_2 = \frac{\pi}{b}\left(R_1 - S_1\right) \quad \text{(III.44)}$$

$$R_1 = \frac{1+\tan^2\left(\beta_0 . L_2\right)}{4.k_2} \quad \text{(III.45)}$$

$$S_1 = \frac{\left[1+\tan^2\left(\beta_0 L_1\right)\right].\tan\left(\beta_0 L_2\right)}{4.k_1 . \tan\left(\beta_0 L_1\right)} \quad \text{(III.46)}$$

où *b* est le paramètre de pente du résonateur ce qui correspond à un degré de liberté dans la conception du résonateur. Ainsi, de manière analogue au DBR classique, la topologie proposée est caractérisée par deux zéros de transmission (à f_{BF} et f_{HF}) et une résonnance à f_0, ces caractéristiques sont indépendantes.

III.4.1.3. Renforcement de synthèse :

Contrairement au DBR classique, la ligne inter-stub (z_3, θ_3) n'a pas d'effet sur la réponse électrique du résonateur à la fréquence centrale, pourtant elle modifie le comportement électrique du résonateur aux autres fréquences. L'impédance z_3 peut être utilisée comme un degré de liberté supplémentaire lors de la conception du résonateur. Il existe beaucoup de possibilités, l'une de ces possibilités consiste à fixer la bande passante à 3dB (BW_{3dB}) du résonateur. Ainsi, la détermination de z_3 passe par la résolution de l'équation (III.47) :

$$S_{21}.S_{21}^{*} = \frac{4}{\left|A+B+C+D\right|^{2}} = \frac{1}{2} \qquad \text{(III.47)}$$

D'après les expressions (III.31)- (III.32), l'équation à résoudre est (III.48) :

$$\alpha.z_3^{\ 4} + \beta.z_3^{\ 3} + \gamma.z_3^{\ 2} + \delta.z_3 + \xi = 0 \qquad \text{(III.48)}$$

où

$$\begin{cases} \alpha = \left[(1-b_1.b_2)^2 + (b_1+b_2)^2\right].\sin^2\theta_3 \\ \beta = -2.(1+b_1.b_2).(b_1+b_2).\sin\theta_3.\cos\theta_3 \\ \gamma = 2.(1+b_1.b_2).\sin^2\theta_3 + \left[4+(b_1+b_2)^2\right].\cos^2\theta_3 - 8 \\ \delta = -2.(b_1+b_2).\sin\theta_3.\cos\theta_3 \\ \xi = \sin^2\theta_3 \end{cases} \qquad \text{(III.49)}$$

Il faut noter que maintenant, les paramètres b_i sont calculés par (III.25) mais à $f_{3dB}=f_0.(1-BW_{3dB}/2)$. L'équation quadrique (III.48) peut être résolue via le changement de variable (III.50) :

$$z_3 = x + \frac{\beta}{4\alpha} \qquad \text{(III.50)}$$

Ainsi, on obtient l'équation suivante :

$$x^4 + p.x^2 + q.x + r = 0 \qquad \text{(III.51)}$$

avec

$$\begin{cases} p = \dfrac{-3.\beta^2}{8.\alpha^2} + \dfrac{\gamma}{\alpha} \\ q = \dfrac{\beta^3}{8.\alpha^3} - \dfrac{\beta.\gamma}{2.\alpha^2} + \dfrac{\delta}{\alpha} \\ r = -3.\left(\dfrac{\beta}{4.\alpha}\right)^4 + \dfrac{\gamma.\beta^2}{16.\alpha^2} - \dfrac{\beta\gamma}{4\alpha^2} + \dfrac{\xi}{\alpha} \end{cases} \qquad \text{(III.52)}$$

Deux solutions possibles peuvent être obtenues en fonction de la valeur de q :

- Si *q=0 :* l'équation (III.51) est une équation biquadratique dont les solutions peuvent être exprimées par :

$$x = \pm\sqrt{\frac{-p \pm \sqrt{p^2 - 4q}}{2}} \qquad \text{(III.53)}$$

Ainsi, en utilisant (III.50), les quatre valeurs de z_3 possibles sont :

$$z_3 = \frac{\beta}{4\alpha} \pm \sqrt{\frac{-p \pm \sqrt{p^2 - 4q}}{2}} \qquad \text{(III.54)}$$

- Sinon, il faut utiliser l'équation générale (III.51). L'idée est de remplacer le paramètre x^4 par un polynôme $\left(x^2 + y\right)^2$ paramétrée par *y*. Ainsi l'équation à résoudre (III.55) combinée avec (III.51) devient (III.56).

$$\left(x^2 + y\right)^2 - x^4 - 2x^2 y - y^2 = 0 \qquad \text{(III.55)}$$

$$\left(x^2 + y\right)^2 = \left(2y - p\right)x^2 - q.x + y^2 - r \qquad \text{(III.56)}$$

L'idée consiste à déterminer une valeur convenable de *y* qui permet au membre de droite de l'égalité (III.56) de devenir un carré parfait, soit en annulant son discriminant. Ceci conduit à l'équation (III.57) qui peut se transformer sous une forme simple (III.59) en utilisant un changement de variable (III.58).

$$\Delta = 8.y^3 - 4.p.y^2 - 8.r.y + 4.r.p - q^2 = 0 \qquad \text{(III.57)}$$

$$y = x_1 + \frac{p}{6} \qquad \text{(III.58)}$$

$$x_1^3 + p_1.x_1 + q_1 = 0 \qquad \text{(III.59)}$$

avec

$$\begin{cases} p_1 = -\dfrac{p^2}{12} - \dfrac{r}{3} \\ q_1 = -\dfrac{p}{54}\left(\dfrac{p^2}{2} + 9r\right) + \dfrac{4pr - q^2}{8} \end{cases} \qquad \text{(III.60)}$$

Considérons x_1 une valeur complexe de la forme :

$$x_1 = u + v \qquad \text{(III.61)}$$

où *u* et *v* sont complexe. Ainsi, l'équation (III.59) devient :

$$u^3 + v^3 + (3uv + p_1)(u + v) + q_1 = 0 \qquad \text{(III.62)}$$

Une possibilité pour simplifier le système consiste à imposer une condition spécifique sur les variables *u* et *v*. Par exemple, considérons que *u* et *v* satisfont la condition (III.63) :

$$3uv + p_1 = 0 \qquad \text{(III.63)}$$

Donc l'équation (III.62) se ramène au système suivant :

$$\begin{cases} u^3 + v^3 = -q_1 \\ u^3 v^3 = \dfrac{-p_1^{\,3}}{27} \end{cases} \qquad \text{(III.64)}$$

Par conséquent, les variables inconnues u^3 et v^3 sont deux complexes dont la somme et le produit sont connus, elles sont solution de l'équation d'ordre 2 classique :

$$X^2 + q_1 X - \frac{p_1^{\,3}}{27} = 0 \qquad \text{(III.65)}$$

Ainsi, elles doivent satisfaire le système suivant, en fonction de signe du déterminant :

$$\Delta = q_1^{\,2} + \frac{4}{27} p_1^{\,3} \qquad \text{(III.66)}$$

$$\begin{aligned} &\bullet\ \Delta > 0 :\ u^3 = \frac{-q_1 + \sqrt{\Delta}}{2} \text{ and } v^3 = \frac{-q_1 - \sqrt{\Delta}}{2} \\ &\bullet\ \Delta < 0 :\ u^3 = \frac{-q_1 + i\sqrt{-\Delta}}{2} \text{ and } v^3 = \frac{-q_1 - i\sqrt{-\Delta}}{2} \\ &\bullet\ \Delta = 0 :\ u^3 = v^3 = \frac{-q_1}{2} \end{aligned} \qquad \text{(III.67)}$$

Il suffit donc d'associer deux à deux les racines cubiques de *u* et *v* afin d'obtenir trois solutions possibles (III.68) :

$$\begin{aligned}
&\bullet\, u_a = \sqrt[3]{u^3} \text{ and } v_a = -\sqrt[3]{v^3} \\
&\bullet\, u_b = i.\sqrt[3]{u^3} \text{ and } v_b = \sqrt[3]{v^3} \\
&\bullet\, u_c = -\sqrt[3]{u^3} \text{ and } v_c = -j.\sqrt[3]{v^3}
\end{aligned} \tag{III.68}$$

L'hypothèse (III.58) et (III.61) conduit à trois valeurs possibles de *y* :

$$y_i\big|_{i=a,b,c} = x_{1i} + \frac{p}{6} \tag{III.69}$$

où

$$x_{1i}\big|_{i=a,b,c} = u_i + v_i \tag{III.70}$$

Une fois que y_i est déterminé, nous pouvons remplacer cette valeur particulière de *y* dans (III.56) qui conduit à l'équation (III.71).

$$\left(x^2 + y_i\right)^2 = \left(a_i x + b_i\right)^2 \tag{III.71}$$

où

$$\begin{cases} a_i\big|_{i=a,b,c} = -p + 2y_i \\ b_i\big|_{i=a,b,c} = -\dfrac{q}{2a_i} \end{cases} \tag{III.72}$$

Ainsi, la résolution de l'équation du second ordre (III.71) conduit à trouver quatre solutions possibles (III.73).

$$\begin{cases} x^2 + y_i - a_i x - b_i = 0 \\ x^2 + y_i + a_i x + b_i = 0 \end{cases} \tag{III.73}$$

Par conséquent, les solutions de z_3 de l'équation nominale (III.50) sont déduites par les solutions du système (III.73).

Il convient de noter que la valeur de l'impédance z_3 doit être réelle. Ainsi, de l'équation (III.69), on doit choisir la solution y_i dont la partie imaginaire est nulle. Il en va de même pour les solutions du système (III.73). Le processus de détermination de l'impédance de ligne de transmission (z_3) est résumé dans l'organigramme illustré en Figure III.18.

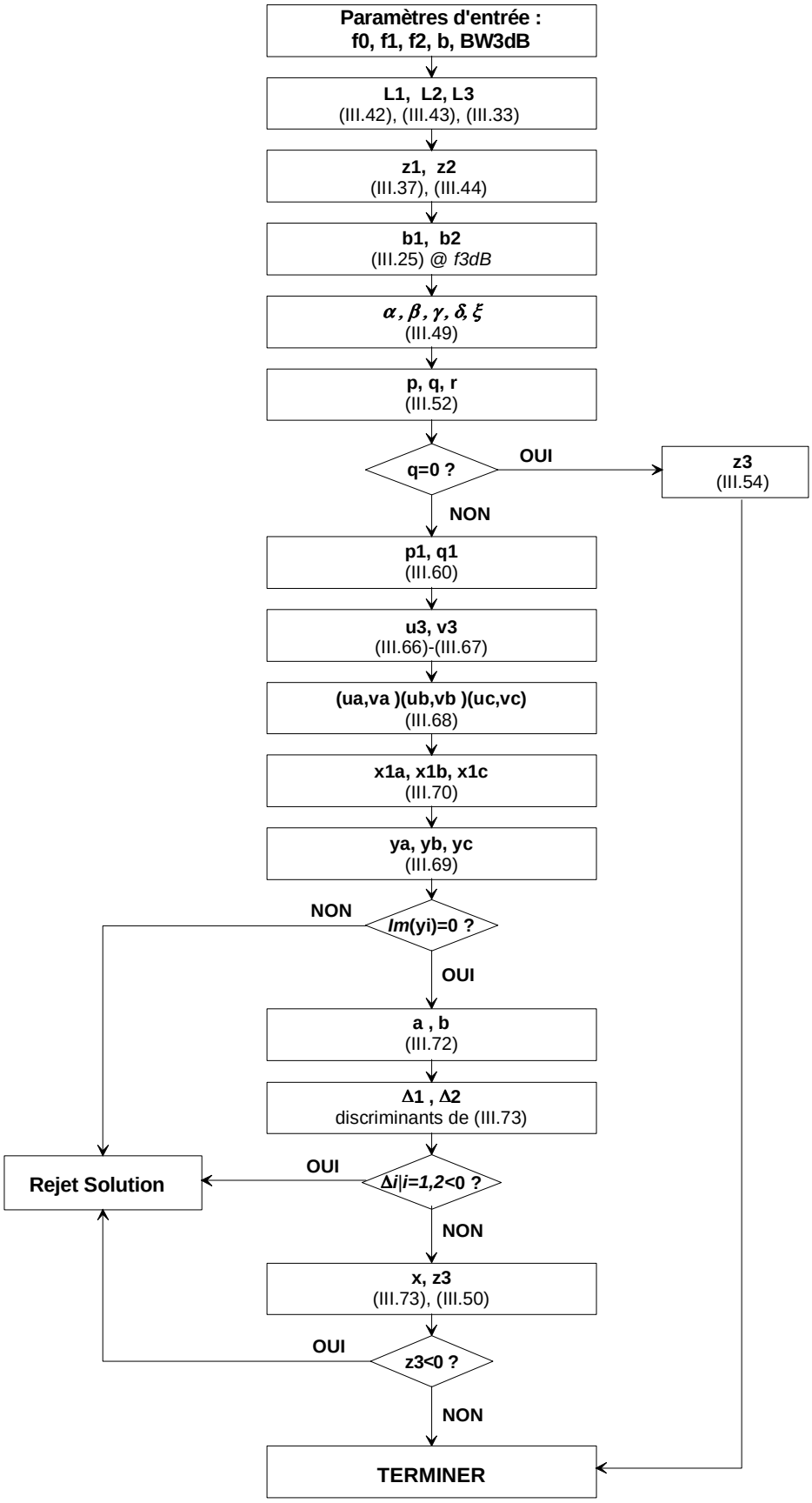


Figure III.18. Processus de la synthèse du résonateur DBR modifié

III.4.1.4. Conception du filtre à la base de résonateur :

Ces nouveaux résonateurs peuvent maintenant être modélisés par leurs paramètres de pente à la fréquence centrale. Un formalisme classique peut être utilisé pour synthétiser un filtre d'ordre n. Ainsi, il est nécessaire de calculer les impédances caractéristiques des inverseurs d'admittance quart d'onde comme suit :

$$z_{c_{i,i+1}} = \frac{Zc_{i,i+1}}{Z_0} = \frac{1}{J_{i,i+1}} \qquad \text{(III.74)}$$

où

$$J_{01} = \sqrt{\frac{G_a.b_1.\omega}{\omega_1'.g_0.g_1}} \qquad \text{(III.75)}$$

$$J_{i,i+1} = \frac{\omega}{\omega_1'}\sqrt{\frac{b_i.b_{i+1}}{g_i.g_{i+1}}} \qquad \text{(III.76)}$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{G_b.b_n.\omega}{\omega_1'.g_n.g_{n+1}}} \qquad \text{(III.77)}$$

avec g_i les coefficients de Tchebycheff du prototype équivalent de filtre passe bas, ω_1' fréquence de coupure, G_a et G_b étant les conductances terminales du système et *bi* les paramètres de pente relatifs à chaque résonateur. La topologie d'un tel filtre est décrite dans la Figure III.19

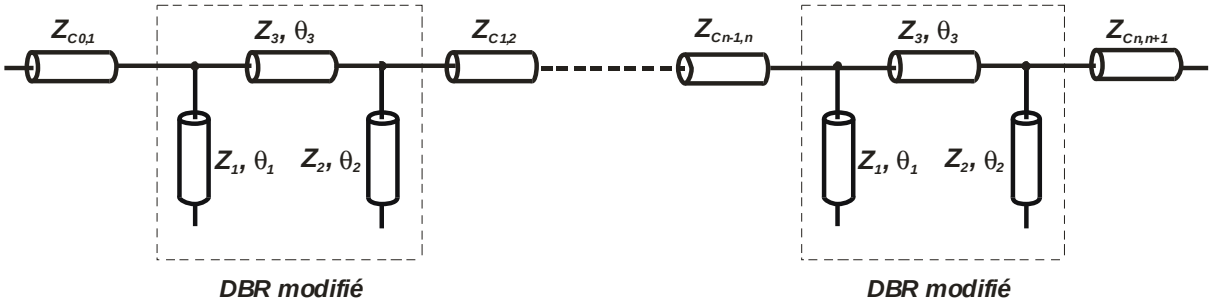


Figure III.19. Topologie d'un DBR modifié d'ordre N

III.4.2. Synthèse de la topologie DBR modifiée accordable :

La nouvelle topologie proposée a montré sa capacité à contrôler facilement la fréquence centrale du filtre grâce au degré de liberté supplémentaire. Ainsi, le DBR modifié apporte des solutions pour la conception de fonctions accordables en fréquence. La modification de la longueur de la ligne inter-stub permet un contrôle fin la fréquence centrale

assurant le maintient d'un niveau d'adaptation correct quel que soit le décalage en fréquence recherché. La solution DBR accordable que nous proposons est basée sur ce principe, elle consiste en l'introduction d'une capacité série (C_{MEMS}) dans chaque stubs pour le contrôle de la fréquence des zéros de transmission, et d'une capacité parallèle (C_{MEMS2}) au centre de la ligne inter-stubs pour la maîtrise du niveau d'adaptation.

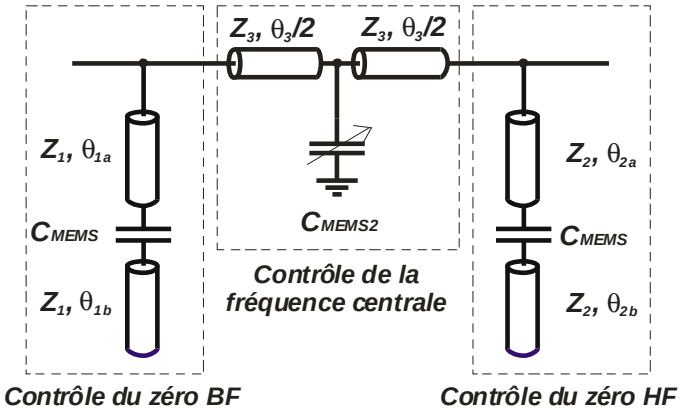


Figure III.20. Nouvelle topologie de DBR accordable avec différentes MEMs

III.4.2.1. Synthèse du DBR modifié accordable :

Une synthèse spécifique a été développée pour déterminer les positions optimales des capacités dans les stubs (θ_{1a}, θ_{1b}, θ_{2a}, θ_{2b}) et la valeur de la capacité parallèle C_{MEMS2} à l'état bas ($C_{MEMS2down}$) en fonction des caractéristiques électriques nominales du résonateur (f_0 ou f_{up}, f_{HF}, f_{BF}), la fréquence centrale à atteindre (f_{down}), les valeurs de la capacité série C_{MEMS} à l'état haut (C_{up}) et bas (C_{down}) et la valeur de C_{MEMS2} à l'état haut ($C_{MEMS2up}$)

Afin de déterminer la longueur électrique du stub θ_{ib} (i=1,2), il suffit de définir une valeur nominale pour θ_{ia} (θ_{iaN} = 50° par exemple). La valeur de départ est alors calculée comme suit :

$$L_{iaN} = \frac{\pi \cdot \theta_{iaN}}{180 \cdot \beta_{up}} = L_{ia} \qquad \text{(III.78)}$$

$$L_{ib} = \frac{1}{\beta_{down}} \arctan\left(\frac{a_{down}}{-1 + a_{down} \cdot \tan(\beta_{down} \cdot L_{ia})} \right) \qquad \text{(III.79)}$$

où

$$a_{down} = 2\pi . f_{down} . C_{down} . Z_i \qquad \text{(III.80)}$$

La nouvelle longueur L_{ia} est donc définie par :

$$L_{ia} = \frac{1}{\beta_{up}} \arctan\left(\frac{1}{\tan(\beta_{up} \cdot L_{ib})} + \frac{1}{a_{up}} \right) \quad \text{(III.81)}$$

où

$$a_{up} = 2\pi . f_{up} . C_{up} . Z_i \quad \text{(III.82)}$$

La valeur nominale étant choisie arbitrairement, la détermination de la longueur finale passe par le processus itératif décrit à la Figure III.21.

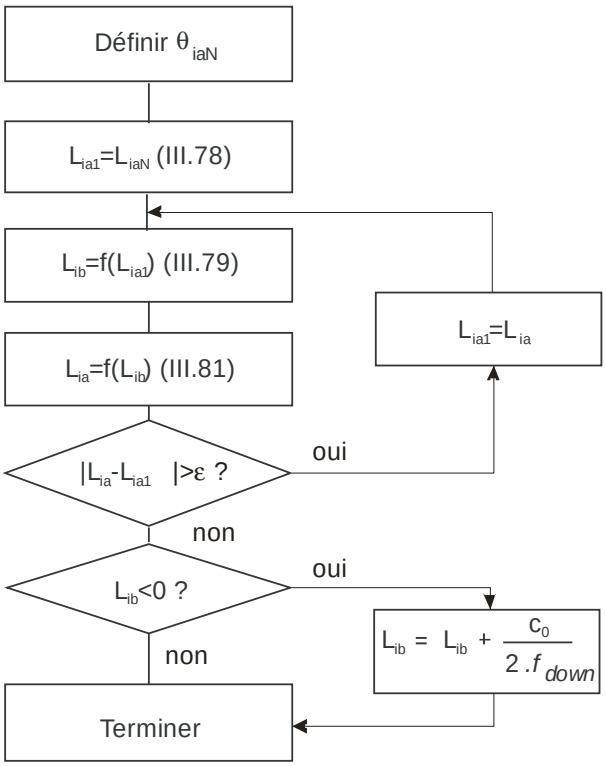


Figure III.21. Processus de la synthèse pour déterminer les positions des MEMs dans les stubs

Une fois les positions de la capacité C_{MEMS} dans les stubs déterminées, il reste à calculer la valeur de la capacité C_{MEMS2} à l'état bas ($C_{MEMS2down}$) en fonction de la fréquence centrale nominale (f_{up}) et la fréquence centrale à atteindre (f_{down}) (III.83)- (III.85) :

$$\theta_{up} = \frac{c_0}{4.f_{up}} \quad \text{(III.83)}$$

$$b_{down} = \frac{2.Y_3}{\tan(\theta_{up}.\lambda_{up} / \lambda_{down})} \quad \text{(III.84)}$$

$$C_{MEMS2down} = \frac{b_{down}}{\omega_{down}} \quad \text{(III.85)}$$

Comme C_{MEMS2} perturbe le fonctionnement de la ligne de transmission inter-stubs, il suffit de calculer la longueur de la ligne de transmission qui compense la présence de C_{MEMS2} à l'état haut (θ_3). Cette longueur électrique exprimée en radian est donnée dans (III.86) en fonction de la fréquence centrale nominale et la valeur de la capacité C_{MEMS2} à l'état haut ($C_{MEMS2up}$) :

$$\theta_3 = \arctan \frac{2Y_3}{\omega_{up}.C_{MEMS\,2up}} \qquad \text{(III.86)}$$

Un exemple d'utilisation de cette synthèse est décrit à la Figure III.22 pour un résonateur reconfigurable de la bande W (75GHz - 110GHz) à la bande V (50GHz - 75GHz). A l'état haut, la fréquence centrale est fixée à 94GHz (f_{up}), les fréquences basse et haute des zéros de transmission sont 84GHz (f_{BF}) et 104GHz (f_{HF}), respectivement. La valeur de la capacité $C_{MEMS2up}$ est choisie à 1fF tandis que les valeurs de la capacité C_{MEMS} aux états haut (C_{up}) et bas (C_{down}) sont 10 fF et 650 fF respectivement. La synthèse conduit aux résultats résumés dans le Tableau III.2.

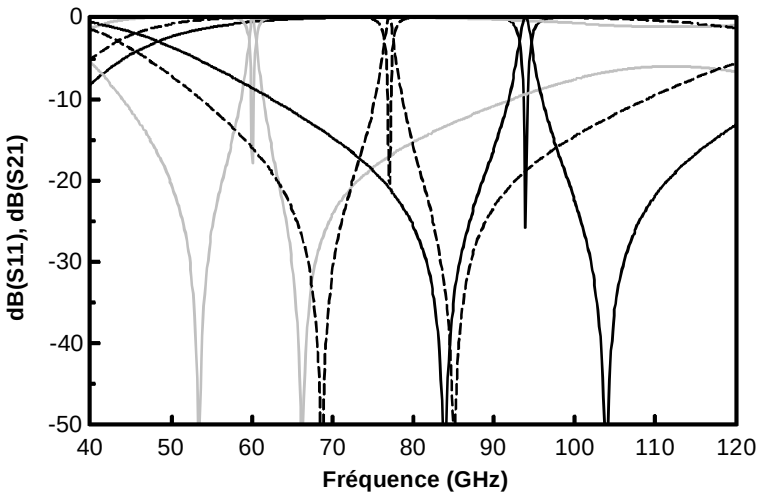


Figure III.22. Application de la nouvelle synthèse du DBR modifié accordable pour faire décaler le résonateur en fréquence (de 94GHz à 77GHz et 60GHz)

FREQUENCE CENTRALE f_{down} (GHz)	STUB BF Z1 = 42.21 Ω @ 84 GHz		STUB HF Z2 = 52.47 Ω @ 104 GHz		T-LIGNE CENTRALE Z3 = 55.89 Ω @ 94 GHz (f_{up})		
	θ_{1a} (°)	θ_{1b} (°)	θ_{2a} (°)	θ_{2b} (°)	θ_3 (°)	C_{MEMS2} (fF) UP	C_{MEMS2} (fF) DOWN
77	80.87	29.99	77.29	33.37	89.02	1	21.88
60	78.51	66.71	72.94	71.16	89.02	1	59.75

Tableau III.2. Résultats de la synthèse du DBR avec intégration des MEMs

III.4.2.2. Amélioration de topologie DBR modifiée accordable :

D'après le Tableau (III.2), il est à noter que dans la topologie DBR modifiée accordable, la valeur de $C_{MEMS2up}$ doit être la plus faible possible (<1fF). En fait, cette valeur joue le rôle d'un degré de liberté dans la synthèse, la longueur électrique de la ligne inter-stub θ_3 et la valeur de C_{MEMS2} à l'état bas $C_{MEMS2down}$ étant calculées en fonction de cette valeur. Pourtant, comme illustré dans le Tableau III.3, malgré l'utilisation de ce paramètre de liberté, nous sommes confrontés à des difficultés de réalisation des MEMs. En effet, cette faible valeur de capacité (1fF) est très difficile à réaliser, y compris dans la gamme de fréquence millimétrique. Une alternative consiste à augmenter cette valeur. Par contre, dès qu'on augmente cette valeur, le rapport de capacité entre les états haut et bas du MEMs est trop faible ce qui est difficile à contrôler.

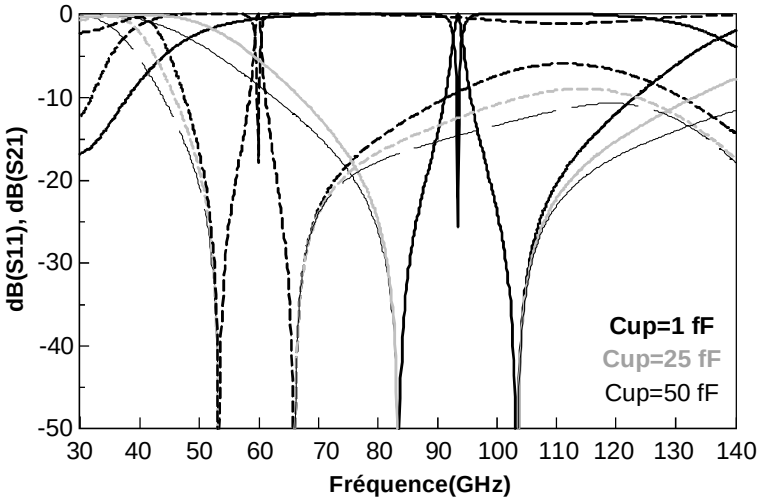


Figure III.23. Résultats de la synthèse de DBR accordable de 94GHz à 60GHz avec différentes valeurs initiales de $C_{MEMS2up}$

$C_{MEMS2up}$	θ_3 (°)	$C_{MEMS2down}$	$C_{MEMS2down}/C_{MEMS2up}$
1	89.02	59.75	59.75
25	66.79	99.24	3.9696
50	49.39	148.95	2.979

Tableau III.3. Résultats de la synthèse avec différentes valeurs initiales de $C_{MEMS2up}$

La solution que nous proposons consiste à remplacer la capacité C_{MEMS2} par un stub chargé d'un MEMs identique à celui utilisé aux stubs de basse et haute fréquences (Figure III.24). Afin de simplifier le problème nous avons opté pour l'utilisation de trois MEMs identiques. Les longueurs électriques θ_{4a} et θ_{4b} définissant la position du MEMs dans le stub de la ligne centrale sont telles que :

$$b_{eq} = \frac{C_{MEMS}.\omega + Y_3.[\tan(\beta.L_{4a}) + \tan(\beta.L_{4b})]}{1 - \tan(\beta.L_{4a}).[Z_3.C_{MEMS}.\omega + \tan(\beta.L_{4b})]} \qquad \text{(III.87)}$$

avec C_{MEMS} = 10 fF, $\beta = \beta_{up}$ and $\omega = \omega_{up}$ à l'état haut et C_{MEMS} = 650 fF, $\beta = \beta_{down}$ et $\omega = \omega_{down}$ à l'état bas.

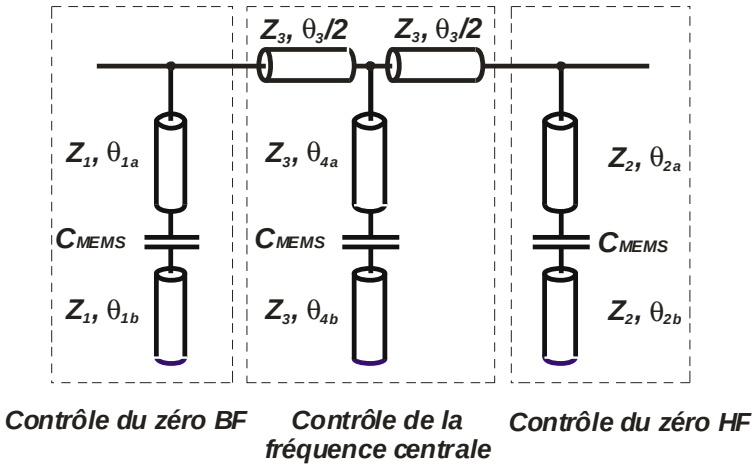


Figure III.24. Nouvelle topologie du DBR modifié accordable avec un seul type de MEMs

La Figure III.25 est un exemple de DBR modifié reconfigurable de 94GHz à 60GHz. Les valeurs des longueurs électriques θ_{4a} et θ_{4b} obtenues par la synthèse sont présentées dans la Tableau III.4.

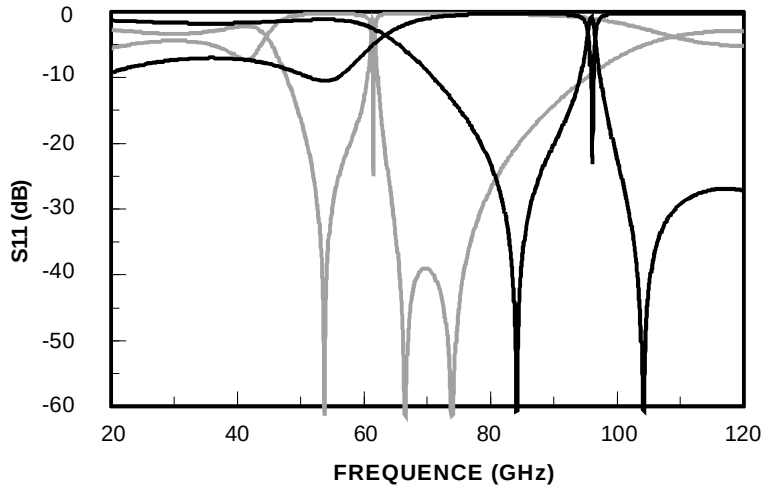


Figure III.25. Réponses du DBR accordable de 94GHz à 60GHz avec un seul type de MEMs

FREQUENCE CENTRALE f_{down} (GHz)	STUB BF Z1 = 42.21 Ω @ 84 GHz		STUB HF Z2 = 52.47 Ω @ 104 GHz		T-LIGNE CENTRALE Z3 = 55.89 Ω @ 94 GHz (f_{up})		
	θ_{1a} (°)	θ_{1b} (°)	θ_{2a} (°)	θ_{2b} (°)	θ_3 (°)	θ_{4a} (°)	θ_{4b} (°)
60	78.51	66.71	72.94	71.16	89.02	45.00	72.60

Tableau III.4. Résultats de la synthèse du DBR avec un seul type de MEMs

III.4.3. Conclusion :

Le résonateur DBR modifié a montré sa capacité à réaliser une fonction accordable en fréquence grâce à son degré de liberté supplémentaire. En utilisant les micro-commutateurs, ce résonateur présente des bonnes performances aux états haut et bas du MEMs tout en conservant un niveau d'adaptation satisfaisant. C'est un bon candidat pour le choix de filtre accordable dans la bande millimétrique.

III.5. CONCLUSION

Nous avons étudié les synthèses des deux topologies de filtre à bande étroite : le filtre en anneau et le filtre DBR modifié.

La topologie en anneau a montré son efficacité en termes d'agilité en fréquence tout en conservant de bonnes performances en adaptation. Néanmoins, dès que la fréquence à atteindre s'éloigne de la fréquence nominale, l'utilisation de la topologie en anneau montre

ses limites. En effet, malgré sa capacité à réduire l'effet de désadaptation, la topologie auto-adaptative proposée engendre une réduction de la bande passante lorsque le décalage en fréquence devient important. Ainsi les pertes d'insertion augmentent avec le décalage en fréquence ce qui rend difficile la mise en œuvre de filtres adaptatifs lorsque la fréquence à l'état bas est éloignée de la fréquence nominale. Une amélioration de la topologie permettant un contrôle de la bande passante est en cours d'étude.

A contrario, le résonateur DBR modifié a montré de bonnes performances grâce au degré de liberté supplémentaire introduit par la ligne de transmission inter-stubs. La mise en œuvre est facilitée par la synthèse qui permet de déterminer la position optimale du MEMs dans le circuit pour réaliser l'accord en fréquence désiré.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III

[1] GABRIEL M. REBEIZ
« RF MEMS Theory, Design, and Technology »
Hoboken, New Jersey: J. Wiley & Sons, 2003.

[2] L. DUSSOPT, G. M. REBEIZ
« High-Q Millimeter-Wave MEMS Varactors: Extended Tuning Range and Discrete-Position Designs »
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 2, pp. 1205 – 1208, June 2002.

[3] J. H . PARK, H. T. KIM, Y. KWON, Y. K. KIM
« Tunable millimeter-wave filters using coplanar waveguide and micromachined variable capacitors »
Microengineering and Micromechanics, pp. 706-712, November 2001.

[4] D. PEROULIS, S. PACHECO, K. SARABANDI, L. P. B. KATEHI
« Tunable lumped components with applications to reconfigurable MEMS filters »
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 1, pp. 341 - 344, May 2001.

[5] E. FOURN, A. POTHIER, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT, P. BLONDY, G. TANNE, E. RIUS, C. PERSON, F. HURET
« MEMS switchable interdigital coplanar filter »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 1, Part 2, pp. 320 – 324, January 2003.

[6] B. PILLANS, A. MALCZEWSKI, R. ALLISON, J. BRANK
« 6-15 GHz RF MEMS tunable filters »
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Page(s):4 pp, June 2005.

[7] **E. FOURN, C. QUENDO, E. RIUS, A. POTHIER, P. BLONDY, C. CHAMPEAUX, J. C. ORLIANGES, A. CATHERINOT, G. TANNE, C. PERSON, F. HURET**
« Bandwidth and central frequency control on tunable bandpass filter by using MEMS cantilevers »
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 1, pp. 523 - 526, June 2003.

[8] **A. MARGOMENOS, Y. LEE, A. JAIN, T. YAO, D. PEROULIS, L. P. B. KATEHI**
« Wideband Micromachined Transitions for MEMS Tunable High-Q Filters »
36th European Microwave Conference, pp. 1336 - 1339, 10-15 September 2006.

[9] **H. T. KIM, J. H. PARK, Y. K. KIM, Y. W. KWON**
« Low-loss and compact V-band MEMS-based analog tunable bandpass filters »
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 12, no. 11, pp. 432 – 434, November 2002.

[10] **F. SAMMOURA, L. LIN**
« Plastic W-Band MEMS Tunable Filter »
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 136 – 139, June 2006.

[11] **D. BERTRAND**
« Principe de fonctionnement de spectrometers proche infrarouge de conception récente »
ANALUSIS MAGAZINE, 1998, 26, N°4, EDP Sciences, W iley-VCH 1998.
http://dx.doi.org/10.1051/analusis:199826040029

[12] « Selectable Bandwidth Tunable Optical Filter »
http://www.meadowlark.com/

[13] **S. LEE, J. M. KIM, J. M. KIM, Y. K. KIM, Y. W. KWON**
« Millimeter-wave MEMS tunable low pass filter with reconfigurable series inductors and capacitive shunt switches »
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15, no. 10, pp. 691 – 693, October 2005.

[14] **R. M. YOUNG, J. D. ADAM, C. R. VALE, T. T. BRAGGINS, S. V. KRISHNASWAMY, C. E. MILTON, D. W. BEVER, L. G. CHOROSINSKI, LI-SHU CHEN, D. E. CROCKETT, C. B. FREIDHOFF, S. H. TALISA, E. CAPELLE, R. TRANCHINI, J. R. FENDE, J. M. LORTHIOIR, A. R. TORIES**
« Low-loss bandpass RF filter using MEMS capacitance switches to achieve a one-octave tuning range and independently variable bandwidth »
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 3, pp. 1781 - 1784, 8-13 June 2003.

[15] **K. PANCE, G. ROCHFORD**
« Multiple Band and Multiple Frequency Dielectric Resonators Tunable Filters for Base Stations »
38th European Microwave Conference, EuMC 2008, pp. 488 – 491, 27-31 October 2008.

[16] **M. K. M. SALLEH, G. PRIGENT, O. PIGAGLIO, R. CRAMPAGNE**
« Quarter-Wavelength Side-Coupled Ring Resonator for Bandpass Filters »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no. 1, pp. 156 – 162, January 2008.

[17] **H. LUNG-HWA, C. KAI**
« Tunable microstrip bandpass filters with two transmission zeros »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, pp. 520 - 525, 2003.

[18] **S. J. PARK, G. M. REBEIZ**
« Low-Loss Two-Pole Tunable Filters with Three Different Predefined Bandwidth Characteristics »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, pp. 1137 - 1148, 2008.

[19] **S. J. PARK, K. Y. LEE, G. M. REBEIZ**
« Low-Loss 5.15-5.70-GHz RF MEMS Switchable Filter for Wireless LAN Applications »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, pp. 3931 - 3939, 2006.

[20] M. K. M. SALLEH, G. PRIGENT, T. M. VU, R. CRAMPAGNE
« Synthesis of tuneable ring-based bandpass filter »
IEEE Asia-Pacific Microwave Conference, Page(s):1 – 4, December 2008.

[21] C. QUENDO
« Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies et synthèses associées »
Mémoire de Doctorat en Electronique, Université de Brest, n° d'ordre 839, Novembre 2001.

[22] C. QUENDO, E. RIUS, C. PERSON
« Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 3, pp. 734 - 743, March 2003.

[23] G. PRIGENT, E. RIUS, F. LE PENNEC, S. LE MAGUER, C. QUENDO, G. SIX, H. HAPPY
« Design of narrow-band DBR planar filters in Si-BCB technology for millimeter-wave applications »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, no. 3, pp. 1045 - 1051, March 2004.

[24] G. PRIGENT, T. M. VU, R. PLANA
« Synthesis for tunable Dual Behavior Resonator »
IEEE Asia-Pacific Microwave Conference, Page(s):1 – 4, December 2009.

Chapitre IV

CHAPITRE IV : MEMS RF ET APPLICATION DANS LE DOMAINE MILLIMETRIQUE

IV.1. INTRODUCTION

Comme nous avons pu le présenter en introduction, les dispositifs accordables à base de diodes (PIN ou Schottky), de varactor ou de matériaux (ferromagnétiques, ferroélectriques) ne satisfont pas aux exigences des systèmes millimétriques accordables en termes de consommation en puissance et de bruit. En effet, un dispositif accordable dans le domaine millimétrique, pour être efficace, doit utiliser un élément d'accord devant répondre à un certain nombre de critères. Il doit être de petite dimension, avoir une vitesse de commutation élevée et une résistance série faible. De plus, sa tension d'actionnement doit rester limitée pour une consommation faible. Le MEMS-RF répond à un certain nombre de ces critères ce qui en fait un bon candidat pour l'amélioration des performances des circuits de communication tout en réduisant l'encombrement, la consommation et le coût du dispositif accordable.

Malgré les nombreuses études réalisées sur le sujet, l'utilisation de MEMS dans les domaines millimétriques et submillimétrique reste relativement limitée compte tenu, entre autres, des difficultés d'intégration du dispositif d'accord dans le système. Nous proposons dans cette partie, d'intégrer un MEMS RF dans les résonateurs des structures de filtres présentées dans le chapitre précédent.

Une première étude sera menée sur les topologies de MEMS et leurs caractéristiques. Sur la base de cette étude nous définissons la géométrie du MEMS satisfaisant aux besoins du résonateur. Les étapes de conception, de simulation, de fabrication et de caractérisation du MEMS seront présentées. Des tests de fiabilités seront alors réalisés pour évaluer les performances du MEMS.

Une fois le MEMS développé nous envisageons son intégration dans le résonateur DBR présenté au chapitre III et implanté en technologie Si-BCB. Le résonateur présenté dans cette dernière partie sera accordable de la bande W (94 GHz) à la bande V (60 GHz).

IV.2. MEMS RF POUR APPLICATION EN BANDE MILLIMETRIQUE

IV.2.1. MEMs et ses applications :

Le MEMS (Micro-Electro-Mechanical-Systems) est un système intégrant des éléments mécaniques, des capteurs, des actionneurs et des éléments électroniques micro-usinés sur un substrat commun de silicium. Contrairement aux composants électroniques fabriqués en utilisant des procédés technologiques séquentiels tels que les procèdes circuits intégrés (CMOS, Bi-CMOS) les MEMS sont fabriquées en usinant localement une partie du substrat de silicium ou en ajoutant des couches supplémentaires pour former des dispositifs mécaniques.

La technologie MEMS est une technologie permettant le développement de produits intelligents, augmentant les potentialités de la microélectronique et élargissant l'espace possible de conceptions et d'applications. Puisque les dispositifs MEMS sont fabriqués en utilisant des techniques de fabrication similaires à ceux utilisés pour les circuits intégrés, des niveaux de fonctionnalité, de fiabilité et de sophistication peuvent être apportés à la puce de silicium pour un coût relativement faible.

Le commutateur mécanique (MEMs) étant développé par plusieurs groupes de recherche est un composant essentiel avec un potentiel énorme dans différents circuits micro-ondes [1]. En effet, le premier commutateur MEMs pour application basse fréquence a été présenté dans les années 1980 mais il est resté encore un élément de curiosité pour longtemps. Puis en 1990-1991, Larry Larson a développé le premier commutateur MEMs pour application millimétrique [2]. Depuis, plusieurs chercheurs ont développé les MEMs RF performants jusqu'à 120 GHz (Centre Scientifique Rockwell avec un commutateur à 40GHz [3], Texas Instruments avec le commutateur Raytheon de 10 à120 GHz [4]).

Le MEMS est l'un des composants les plus développés en bande millimétrique compte tenu de son poids, de sa faible sensibilité à l'accélération, de sa faible consommation DC et de la possibilité de le réaliser sur substrat bas coût (Silicium ou verre). De plus, comparé à d'autres dispositifs, le MEMS RF présente de bonnes performances électriques. Le Tableau IV.1 compare les performances entre des MEMs et des composants semi-conducteurs FETs, Diode PIN.

Paramètres	MEMs RF	PIN	FET
Tension d'actionnement	20 – 80 V	± 3 – 5 V	3 – 5 V
Courant	0 mA	3 – 20 mA	0 mA
Consommation de puissance (incluant convertisseur de tension)	0.05 – 0.1 mW	5 – 100mW	0.05 – 0.1 mW
Temps de commutation	1 – 300 µs	1 – 100 ns	1 – 100 ns
Capacité série à l'état haut	1 – 6 fF	40 – 80 fF	70 – 140 fF
Résistance série à l'état bas (MEMs à contact ohmique)	0.5 – 2 Ω	2 – 4 Ω	4 – 6 Ω
Rapport de capacité état bas / état haut (MEMs à contact capacitif)	40 – 500	10	---
Fréquence de coupure (MEMs à contact ohmique)	20 – 80 THz	1 – 4 THz	0.5 – 2 THz
Isolation (1 – 10 GHz)	Très forte	Forte	Moyenne
Isolation (10 – 40 GHz)	Très forte	Moyenne	Faible
Isolation (60 – 100 GHz)	Forte : pont Moyenne : cantilever	Moyenne	---
Pertes d'insertion (1 – 100 GHz)	0.05 – 0.2 dB	0.3 – 1.2 dB	0.4 – 2.5 dB

Tableau IV.1. Tableau comparatif des performances entre des MEMS et des composants semi-conducteurs ([1])

IV.2.2. Topologies des MEMs :

Un commutateur (MEMs) est caractérisé par la configuration du circuit soit en série soit en parallèle pour faire passer ou bloquer la transmission du signal (Figure IV.1)

Figure IV.1. Schéma illustrant un commutateur placé dans une configuration (a) séries ou (b) parallèle

Il y a deux types de contact : ohmique (métal – métal) ou capacitif (métal – isolant – métal). En réalité, les commutateurs utilisés aux fréquences microondes ne sont pas parfaits et présentent généralement dans leur état OFF une faible capacité C_{off} et dans leur état ON une petite résistance R_{on} (dans le cas d'un contact métal – métal) ou une forte capacité C_{on} (dans le cas d'un contact métal – isolant – métal) [5].

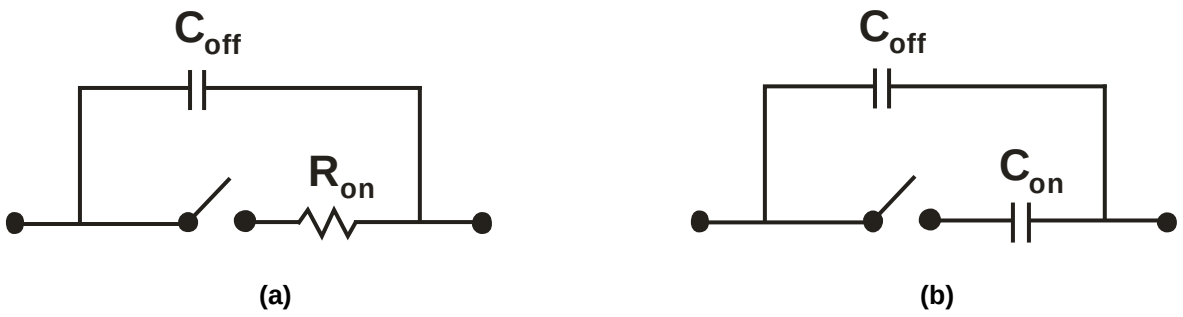


Figure IV.2. Schéma électrique équivalent d'un commutateur à contact (a) métal – métal et (b) métal – isolant – métal

Les micro-commutateurs MEMS RF présentent des géométries de conception très variées et sont généralement constitués d'une structure mobile ou d'une poutre mécaniquement déformable. Cette poutre est représentée sous deux formes : cantilever et pont (Figure IV.3). Nous étudierons ces deux structures de configuration de MEMs pour trouver une structure convenant à notre application.

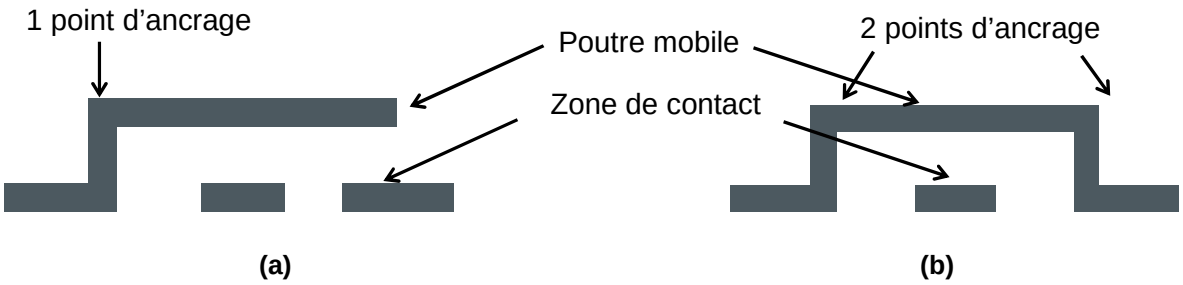


Figure IV.3. Géométries de MEMs de type (a) Cantilever ou (b) Pont

IV.2.2.1. MEMs de type pont :

La géométrie d'un commutateur MEMs de type pont peut assurer deux types de contact : contact ohmique et contact capacitif. Pour un contact capacitif, une couche d'isolant est ajoutée pour couvrir la surface de contact tandis que pour un contact ohmique (DC contact), le contact se fait directement sur le métal. Dans ce cas, les points de contact sont utilisés pour assurer un bon contact. Le MEMs de type pont est souvent intégré en parallèle

dans la structure. La Figure IV.4 présente les topologies des MEMs parallèles de type pont en contacts capacitif et ohmique et leurs circuits électriques équivalents.

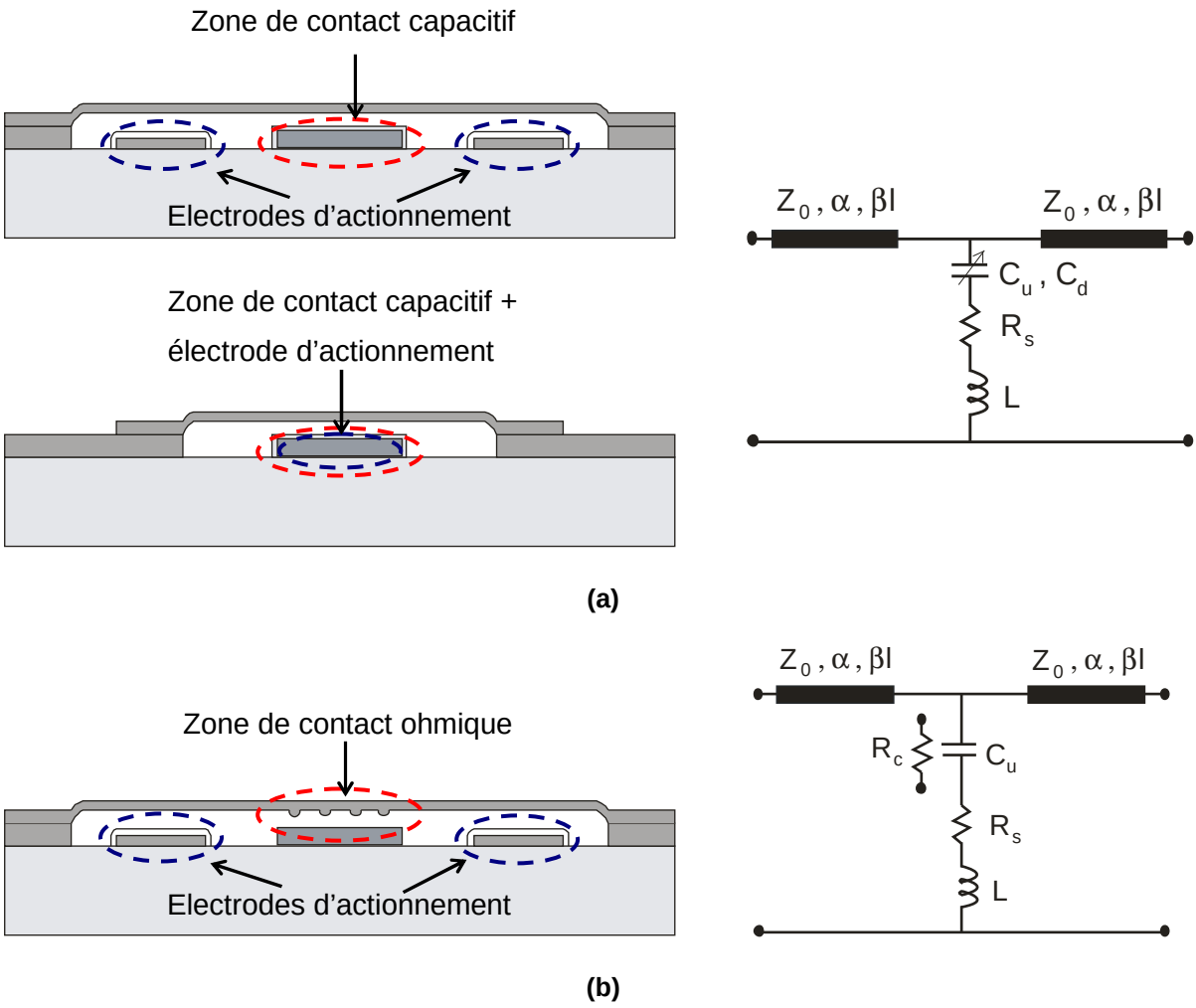


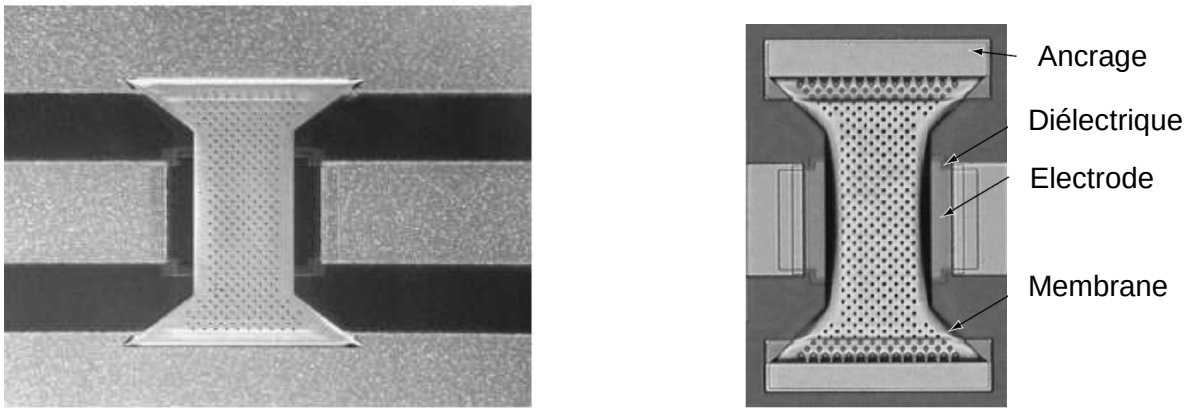
Figure IV.4. Topologies des MEMs parallèles de type pont et leurs circuits équivalents (a) à contact capacitif et (b) à contact ohmique

Cette topologie de MEMs peut être intégrée dans une ligne coplanaire ou dans une ligne micro-ruban. On va citer quelques applications du pont sur ces deux technologies planaires [1].

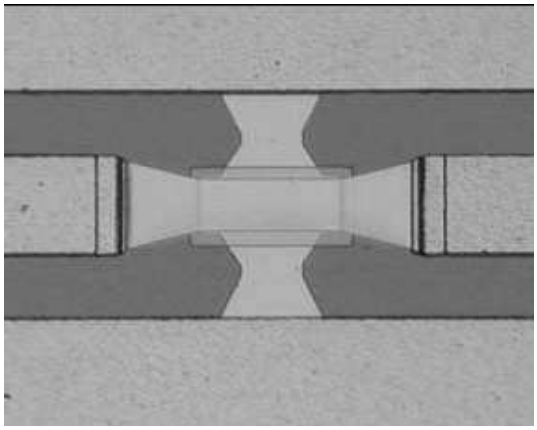
La Figure IV.5 montre les exemples d'utilisation d'un pont intégré dans une ligne coplanaire pour faire passer ou couper le signal. Chuck Goldsmith et al. [4], [6]-[7] a développé un commutateur parallèle de type pont en 1995-2000 (Figure IV.5a). Deux ancrages se situent sur les deux masses de la ligne coplanaire, l'électrode est sur la ligne de transmission. Quand le pont est baissé, il coupe le signal transmis sur la ligne. Ce pont possède un rapport de capacité excellent de 80 – 120.

L'université du Michigan a utilisé le pont d'une autre façon [8]. Le pont est intégré à l'intérieur de la ligne de transmission (Figure IV.5b). Dans ce cas, les deux ancrages se

situent sur deux parties de la ligne de transmission. Quand le pont est à l'état haut, le signal est transféré sur deux lignes, quand le pont est à l'état bas, il coupe le signal.



(a)



(b)

Figure IV.5. L'intégration de MEMs de type pont dans une structure coplanaire (a) en parallèle (b) inter ligne

Un autre exemple d'intégration de pont dans la structure micro-ruban est présenté à la Figure IV.6. Le pont utilisé dans un déphaseur est développé par Texas Instruments utilisant le commutateur Raytheon [4], [9].

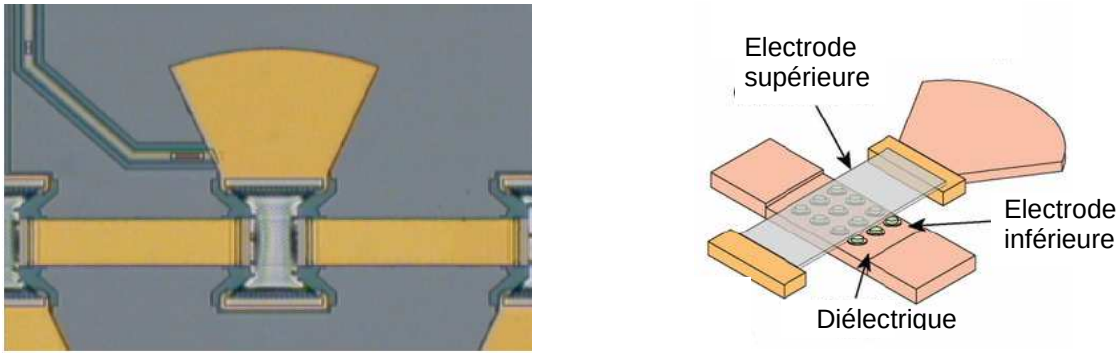


Figure IV.6. L'intégration de MEMs de type pont dans une structure micro-ruban

IV.2.2.2. MEMs de type cantilever :

La géométrie d'un MEMs de type cantilever présente elle aussi deux types de contact possibles : contact ohmique et contact capacitif. Ce type de MEMs est souvent intégré en série dans la structure. La Figure IV.7 présente les topologies des MEMs séries de type cantilever à contacts capacitif et ohmique et leurs circuits électriques équivalents.

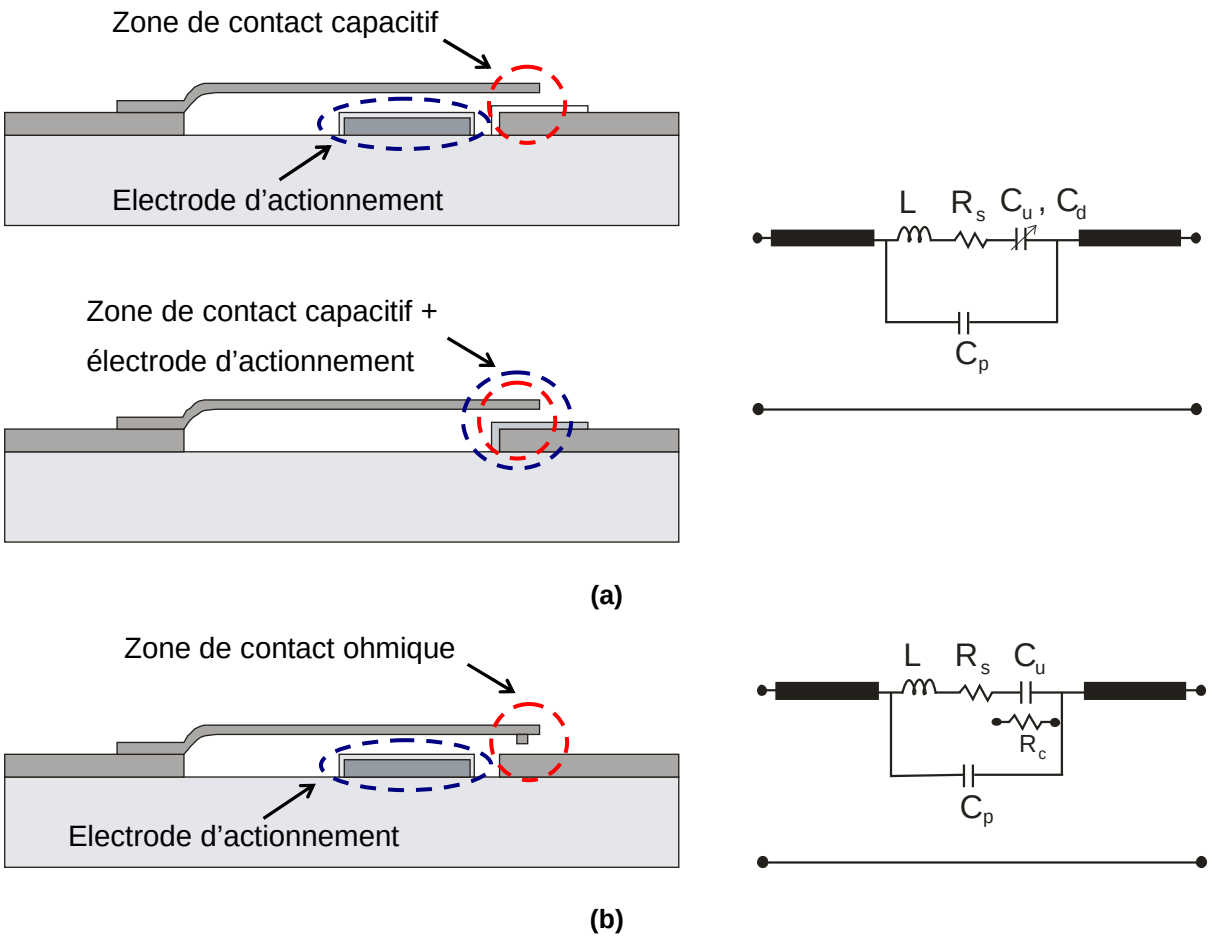


Figure IV.7. Topologies des MEMs séries de type cantilever et leurs circuits équivalents (a) à contact capacitif et (b) à contact ohmique

Pour le MEMs de type cantilever, il existe deux topologies : MEMs série à contact unique (Figure IV.8a) et MEMs série à deux contacts (Figure IV.8b).

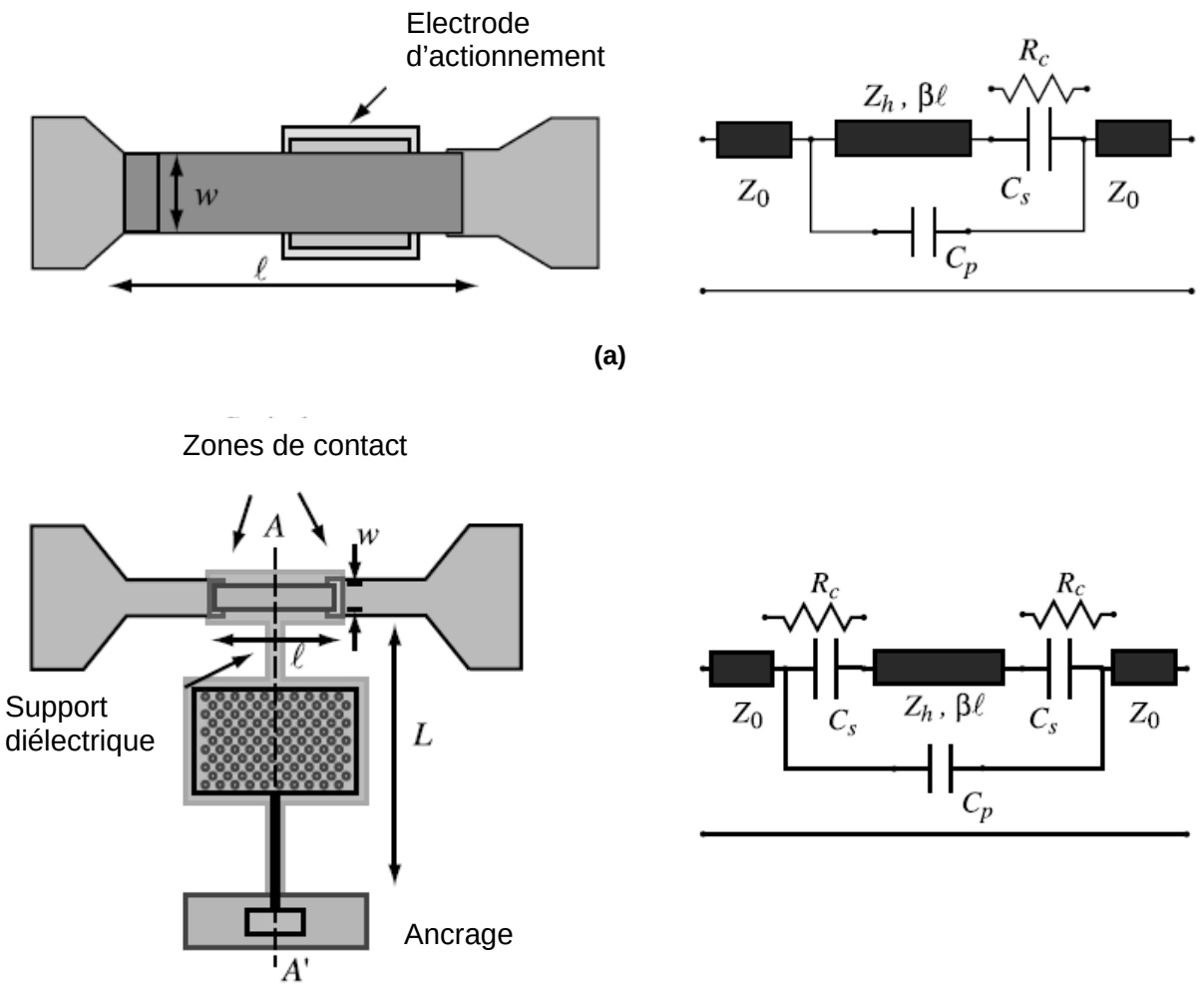
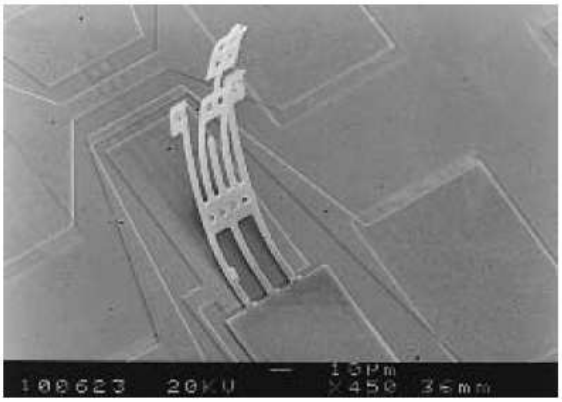


Figure IV.8. MEMs série de type cantilever (a) à un contact et (b) à deux contacts (source [1])

La topologie du MEMs de type cantilever peut être intégrée en technologie coplanaire ou microruban.

La Figure IV.9 montre un exemple de cantilever intégré dans la ligne coplanaire. Ce cantilever est réalisé par Chang et al. de l'Université Nationale de Taiwan [10]. Quand le cantilever est baissé, il coupe le signal transmis dans la ligne coplanaire. A l'état haut, le cantilever ne crée pas de capacité en parallèle à la masse compte tenu de la taille du gap entre la ligne et la masse coplanaire.



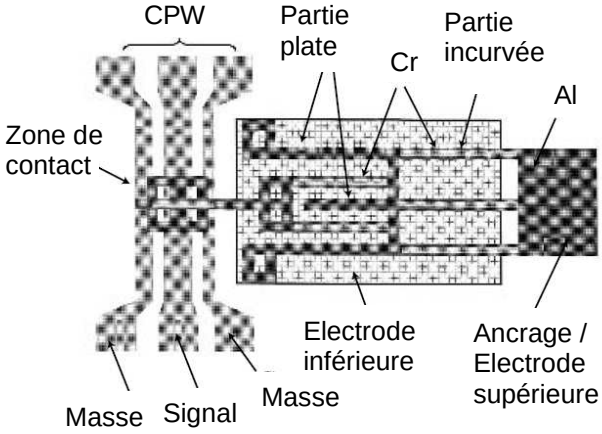


Figure IV.9. MEMs série de type cantilever intégré dans une ligne coplanaire

Un autre exemple d'utilisation de pont dans la structure micro-ruban est présenté à la Figure IV.10. Le Laboratoire Lincoln a développé un MEMs inter-ligne à contact unique [11]-[12]. Ce cantilever joue le rôle de commutateur. L'ancrage se situe sur une ligne micro-ruban. Quand le cantilever est à l'état bas, deux lignes micro-ruban sont connectées. Ce cantilever est configuré avec une zone de contact réduite (8 x 45 μm^2) et une capacité à l'état bas forte (1 – 1.5 pF).

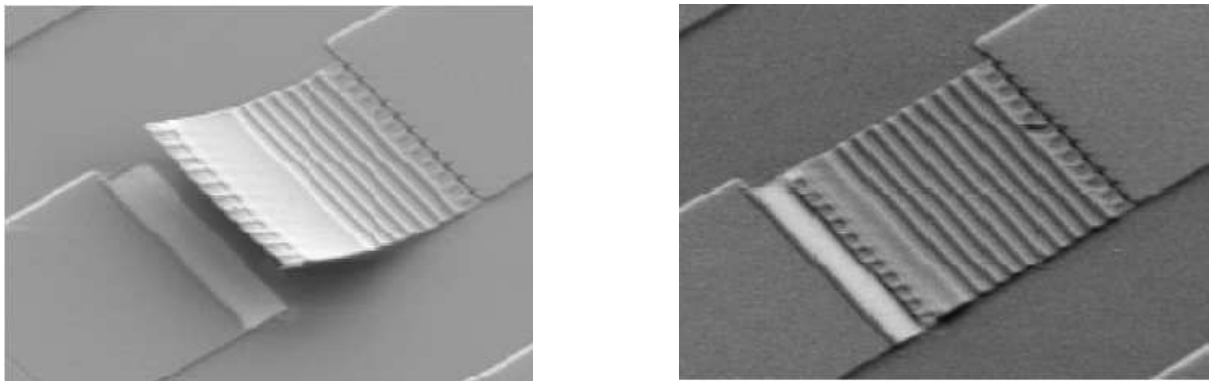


Figure IV.10. MEMs série de type cantilever intégré dans une ligne micro-ruban

IV.3. ETUDE DE MEMS ADAPTE A LA TOPOLOGIE DE DBR MODIFIE ACCORDABLE

Dans les chapitres précédents nous avons mis en évidence les potentialités du résonateur DBR vis-à-vis de la réalisation de fonctions accordables ainsi que l'intérêt de la filière technologique Si-BCB du LAAS pour la réalisation de dispositifs millimétriques. Nous allons donc combiner ces deux aspects pour mettre en œuvre notre structure accordable.

Cette étude passe par la détermination au préalable de la topologie de MEMS la mieux appropriée à notre problématique.

IV.3.1. Choix de topologie de MEMs RF :

Si l'on se réfère au chapitre III, la topologie de filtre DBR modifié accordable a besoin d'un MEMs RF qui permet de connecter deux lignes de transmission. En fait, pour une telle structure, on a besoin un commutateur dont la valeur de capacité à l'état haut est la plus faible possible et celle de l'état bas la plus grande possible. Le ratio minimal C_{down}/C_{up} choisi pour cette topologie DBR modifié devra être 60 (C_{down}/C_{up} = 65 dans la synthèse). Pour choisir le MEMs, on se base sur deux critères : choix de la géométrie et choix du type de contact.

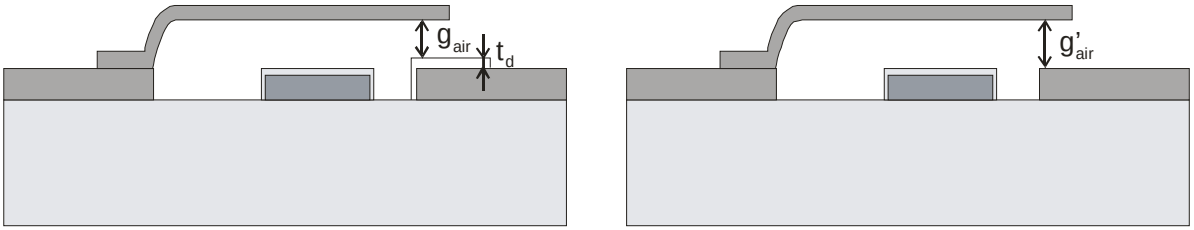
IV.3.1.1. Choix de la géométrie :

D'après les études précédentes, le MEMs de type pont est convenable pour un contact en parallèle qui joue souvent le rôle de coupe bande à l'état bas. Au contraire, le MEMs de type cantilever est convenable pour un contact en série qui joue le rôle de passe bande à l'état bas.

Dans notre cas, le MEMs doit commuter entre deux lignes de transmission en technologie micro-ruban. Donc, un MEMs série à contact unique apparait comme le meilleur choix. De plus, compte tenu du domaine d'application en bande millimétrique, le MEMs devra être le plus petit possible. Nous aurions pu faire le choix d'un MEMS de type pont, mais son intégration est plus complexe, notamment en ce qui concerne son actionnement, conduisant à un encombrement accru. Pour ces mêmes raisons, les solutions du type cantilever à deux points de contact n'ont pas été envisagées.

IV.3.1.2. Choix de type de contact :

Le choix de MEMs devra satisfaire les conditions sur les valeurs de capacité aux états haut et bas. Nous avons besoin d'un MEMs qui possède une capacité à l'état haut la plus faible possible et une capacité à l'état bas la plus élevée possible. Comparons la topologie d'un cantilever dans les deux cas de contact : résistif ou capacitif.



(a) **(b)**

Figure IV.11. Topologie du MEMs série de type cantilever (a) à contact capacitif, (b) à contact ohmique

La valeur de capacité à l'état haut du cantilever à contact capacitif est calculée par :

$$C_{air} = \frac{\varepsilon_0 S}{g_{air}} \qquad \text{(IV.1)}$$

$$C_d = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S}{t_d} \qquad \text{(IV.2)}$$

$$C_{up} = \frac{C_{air}.C_d}{C_{air} + C_d} = \frac{\varepsilon_0 S}{g_{air} + \frac{t_d}{\varepsilon_r}} \qquad \text{(IV.3)}$$

avec S la surface de contact, ε_0 la permittivité du vide, g_{air} la hauteur du gap d'air, t_d l'épaisseur de diélectrique et ε_r la permittivité de diélectrique.

Dans le cas de contact ohmique, la valeur de capacité à l'état haut est donnée par :

$$C_{up} = C_{air} = \frac{\varepsilon_0 S}{g'_{air}} \qquad \text{(IV.4)}$$

On observe que, pour une même surface de contact, la hauteur du gap d'un contact capacitif $g_0 = g_{air} + t_d / \varepsilon_r$ est inférieure de la hauteur du gap d'un contact ohmique $g'_0 = g'_{air} = g_{air} + t_d$. Donc, un contact ohmique donne une valeur de capacité à l'état haut plus faible par rapport à un contact capacitif.

Comparons maintenant le circuit équivalent de ces deux cantilevers à l'état bas (ON) de la Figure IV.12 :

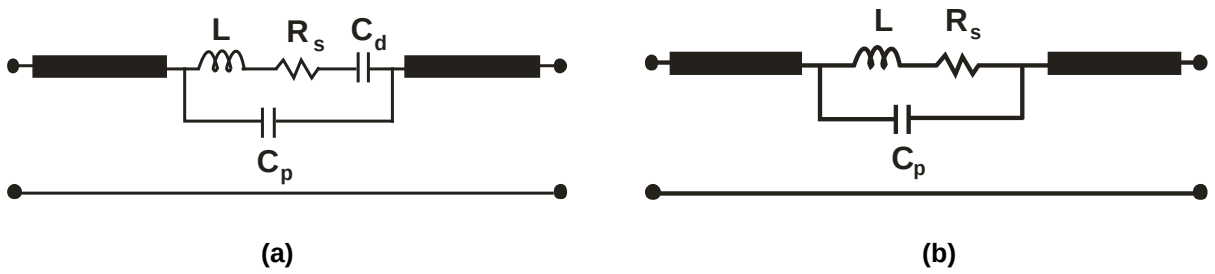


Figure IV.12. Circuit électrique équivalent d'un cantilever série à l'état bas (a) à contact capacitif, (b) à contact ohmique

A l'état bas, le contact capacitif a une capacité C_d tandis que le contact ohmique nous donne une valeur de capacité à l'infini dans le cas idéal ce qui correspond au fonctionnement désiré.

En conclusion, le cantilever à contact ohmique est le commutateur le plus approprié à la structure du résonateur DBR accordable en technologie micro-ruban.

IV.3.2. Design du MEMs :

IV.3.2.1. Conception d'un cantilever à contact ohmique :

La topologie choisie est un cantilever série à contact DC (ohmique). Dans la Figure IV.13 nous décrivons le circuit équivalent en détail d'un tel MEMs :

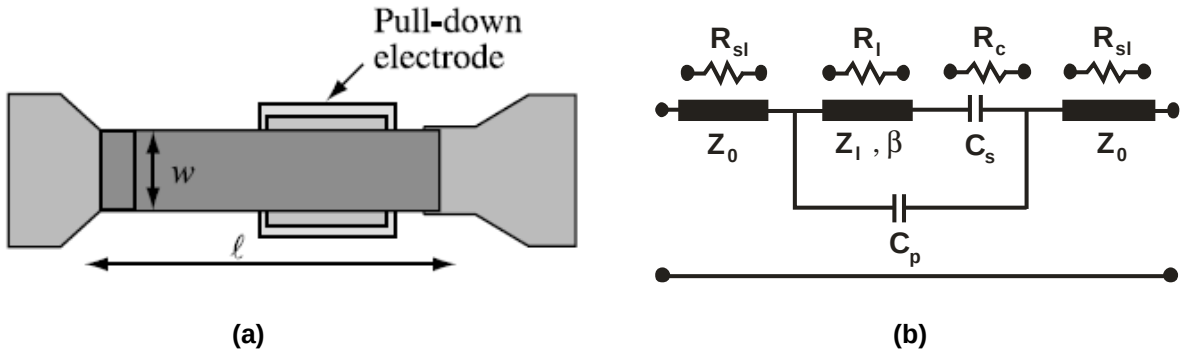


Figure IV.13. Topologie d'un cantilever série à contact ohmique (a) et son circuit électrique équivalent (b)

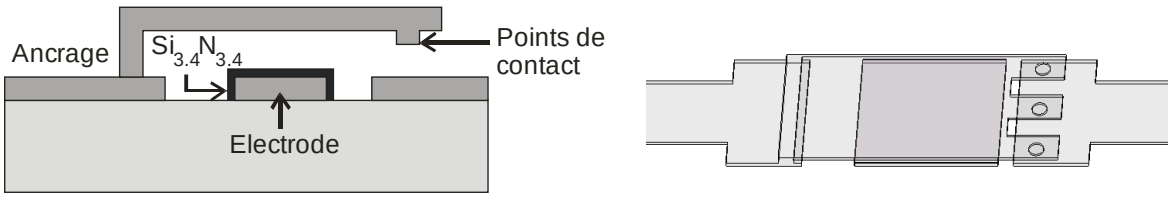
La capacité à l'état haut se compose d'une capacité en série (C_s) entre la ligne de transmission et le cantilever et d'une capacité parasite (C_p) entre deux extrémités de la ligne de transmission [1]. Ainsi, la capacité totale à l'état haut du cantilever à contact DC est donnée par :

$$C_u = C_s + C_p \qquad \text{(IV.5)}$$

La résistance de l'état bas se compose de la résistance de contact DC (R_c), de la résistance de cantilever (R_l) et de la résistance de la ligne de transmission (R_{sl}). La résistance totale du cantilever à contact DC est donc donnée par :

$$R_s = R_c + 2R_{sl} + R_l \qquad \text{(IV.6)}$$

Pour assurer un bon contact, nous avons utilisé des points de contact. De plus, pour éliminer le problème de collage entre l'électrode inférieure et l'électrode supérieure, une couche de diélectrique $Si_{3.4}N_{3.4}$ est réalisée pour couvrir l'électrode. En effet, la résistance de contact dépend de la taille du point de contact, de la force mécanique appliquée et de la qualité du contact métal – métal. Pour cette structure de MEMS, trois doigts de contact sont utilisés pour diminuer la résistance de contact (par trois) et pour diviser le courant RF/DC. L'électrode de MEMs doit être bien dimensionnée et bien positionnée pour que la tension d'actionnement soit inférieure à 100V correspondant à la tension maximale autorisée par notre station de mesure sous pointe en bande W. La Figure IV.14 illustre la structure du MEMs.



(a) **(b)**

Figure IV.14. Topologie du cantilever conçu (a) en 2D et (b) en 3D

IV.3.2.2. Choix de dimensionnement :

Les dimensions du MEMs à concevoir dépendent fortement de la valeur de la tension d'actionnement. Comme évoqué précédemment, la tension maximale supportée par la station de mesure sous pointe en bande W est de 100V, ce qui conditionne le dimensionnement de notre MEMs.

La Figure IV.15 illustre la géométrie choisie du cantilever avec ses paramètres dimensionnels (largeur de poutre *w*, longueur d'électrode *W*, hauteur de gap d'air entre l'électrode et la poutre mobile g_{air}, épaisseur de diélectrique t_d et épaisseur de poutre *t*).

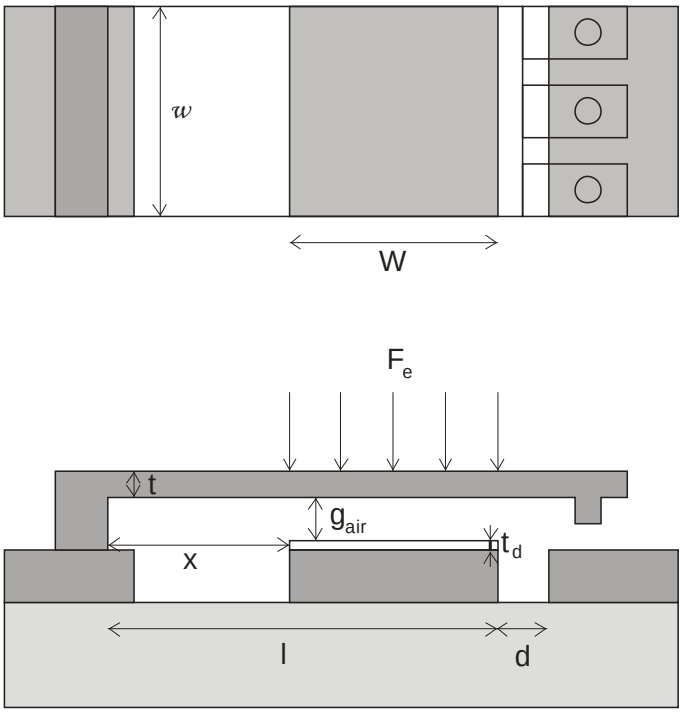


Figure IV.15. Définition des paramètres géométriques du cantilever série

Commençons par déterminer l'influence des paramètres dimensionnels du cantilever sur la constante de raideur *k* du cantilever et sur la tension d'actionnement V_p.

Reprenons l'équation de la tension d'actionnement :

$$V_p = \sqrt{\frac{8k}{27\varepsilon_0 Ww}\left(g_{air} + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^3} \qquad \text{(IV.7)}$$

avec *k* la raideur de cantilever :

$$k = 2Ew\left(\frac{t}{l}\right)^3 \frac{1-\left(\frac{x}{l}\right)}{3-4\left(\frac{x}{l}\right)^3+\left(\frac{x}{l}\right)^4} \qquad \text{(IV.8)}$$

où *x* est la distance de l'ancrage du cantilever au premier point de force appliquée, *l* est la distance de l'ancrage au dernier point de force appliquée et *E* est le module Young *E* du matériaux constitué le poutre.

Dans notre cas, l'électrode supérieure n'entre pas en contact avec l'électrode inférieure mais fournit une force à la fin du cantilever. Dans ces conditions *x* = *l* et la raideur de cantilever devient :

$$k = 3\frac{EI}{l^3} \qquad \text{(IV.9)}$$

où I est le moment quadratique de la section droite défini par :

$$I = w.\int z^2.dz = \left|\frac{w.z^3}{3}\right|_{-\frac{t}{2}}^{+\frac{t}{2}} = \frac{w.t^3}{12} \qquad \text{(IV.10)}$$

Donc,

$$k = 3\frac{EI}{l^3} = \frac{Ew}{4}\left(\frac{t}{l}\right)^3 \qquad \text{(IV.11)}$$

La fréquence de résonnance mécanique du cantilever est déterminée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{k}{m}} \qquad \text{(IV.12)}$$

où m est la masse effective du cantilever : $m = 0.35(lwt)\rho$, ρ est la densité du matériaux constitué le cantilever.

Le facteur de qualité mécanique d'un cantilever est défini en suivant :

$$Q = \frac{\sqrt{E\rho}.t^2}{\mu S^2} g_0^3 \qquad \text{(IV.13)}$$

avec : S la surface de la poutre mobile, g_0 le gap inter-électrode, μ la viscosité du milieu (ici de l'air) : $\mu = 1.2566.10^{-6}.\sqrt{T}.\left(1 + \frac{110.33}{T}\right)^{-1}$ et T la température (en Kelvin)

Le temps de commutation calculé dépend de la valeur du facteur de qualité :

- Si $Q \geq 2$:

$$t_s \approx 3.67\frac{V_p}{V_s.\omega_0} \qquad \text{(IV.14)}$$

où V_p est la tension d'actionnement et V_s est la tension appliquée (V_s = 1.2 – 1.4 V_p).

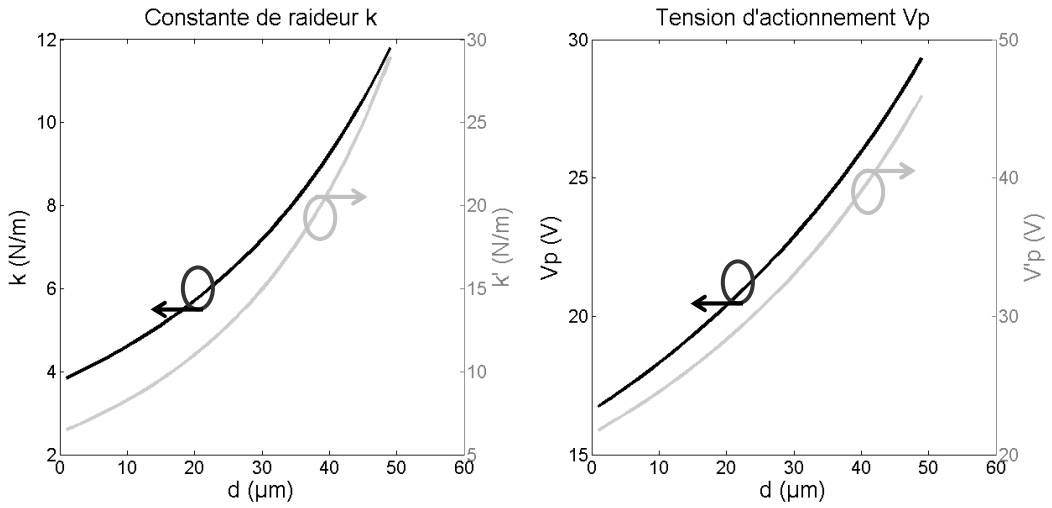
- Si $Q \leq 0.5$:

$$t_s \approx \frac{9V_p^2}{4\omega_0 Q V_s^2} \qquad \text{(IV.15)}$$

A partir de ces équations, nous allons analyser les choix des paramètres dimensionnels du cantilever. Afin d'obtenir une tension d'actionnement la plus faible possible tout en assurant une rigidité de poutre assez élevée. En effet, d'après l'équation IV.12, une poutre rigide nous permet d'augmenter la fréquence mécanique du cantilever ce qui va accroître la vitesse de commutation (E.IV.14 – E.IV.15). De plus, elle permet aussi de réduire l'effet des contraintes.

- Choix de largeur de poutre *w* : La largeur de poutre affecte linéairement la constante de raideur, elle doit être suffisamment grande pour assurer une rigidité de poutre élevée.

- Choix de longueur d'électrode *W* : D'après les équations IV.7, IV.8 et IV.11, pour une longueur d'électrode *W* fixée, le changement de position de l'électrode par rapport à l'extrémité mobile du MEMS introduit une modification de la tension d'actionnement. En effet, d'après la Figure IV.16, quelle que soit la configuration, k dans l'équation IV.11 et k' dans l'équation IV.8, plus on augmente cette distance *d*, plus la constante de raideur augmente et plus la tension d'actionnement augmente. Il convient donc de choisir une distance *d* la plus faible possible. En raison des limitations technologiques, la distance minimale de *d* est de 10 µm.

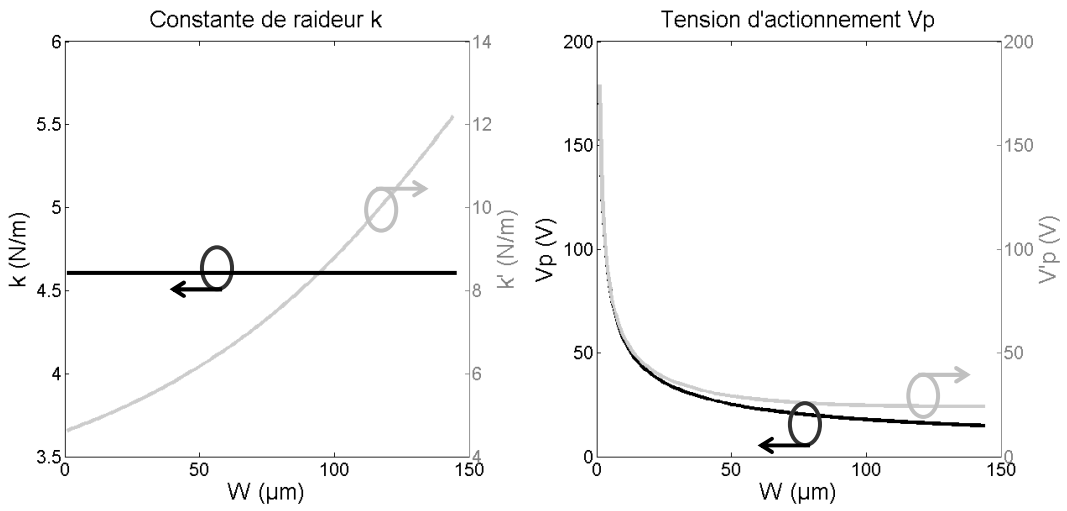


(a) **(b)**

Figure IV.16. Courbe de la constante de raideur (a) et de la tension d'actionnement (b) en fonction de d

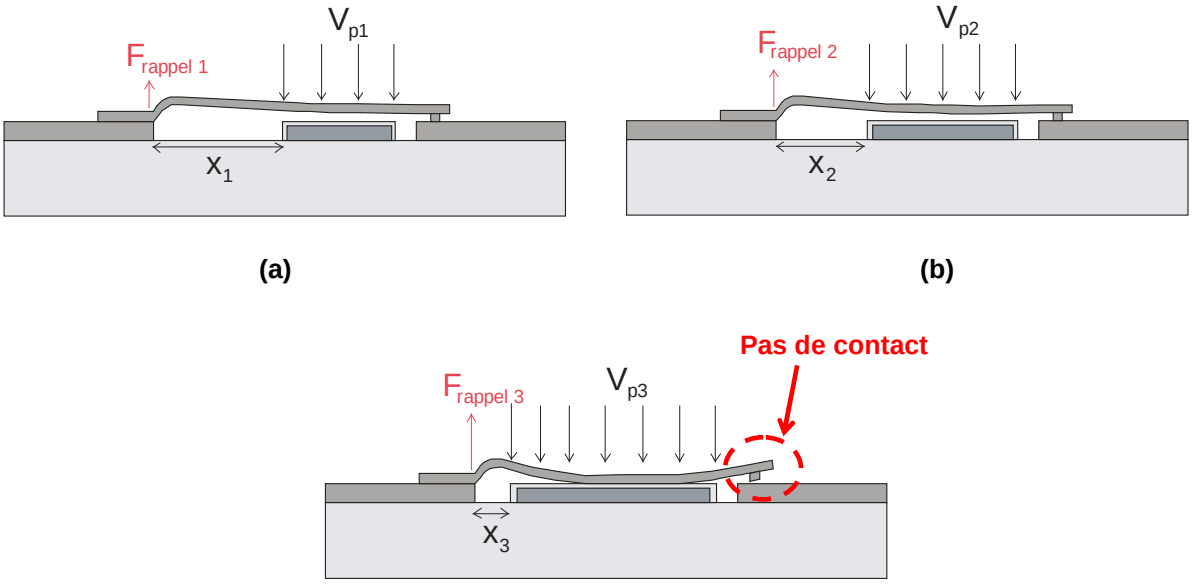
Une fois le choix fait sur la dimension *d*, il faut déterminer la longueur de l'électrode. La Figure IV.17 illustre les évolutions de la constante de raideur de la poutre et de la tension d'actionnement en fonction de la taille de l'électrode (pour les deux calculs de k). Il apparaît que pour minimiser la tension d'actionnement il convient de choisir une taille d'électrode la

plus importante possible. Ainsi, tel qu'illustré aux Figures IV.18.a et IV.18.b, pour $x_2 < x_1$, les tensions d'actionnement sont telles que $V_{p2} < V_{p1}$. Toutefois, si la largeur d'électrode augmente, (Figure IV.18.c), la force électrostatique est plus proche de l'ancrage du pont ce qui tend à augmenter la force de rappel. Ainsi le déséquilibre des forces, à la base du phénomène de commutation, intervient pour des forces électrostatiques élevées, soit des tensions d'actionnement accrues. De plus, ce phénomène va s'accompagner d'une flèche qui va détériorer la qualité du contact métal-métal. Il faut donc limiter la distance *x* pour conserver un bon contact électrique tout en minimisant la tension d'actionnement.



(a) **(b)**

Figure IV.17. Courbe de la constante de raideur (a) et de la tension d'actionnement (b) en fonction de W



(a) **(b)**

(c)

Figure IV.18. Déformation du cantilever suivant la distance x

- Choix de l'épaisseur de poutre *t* : La raideur de la poutre est proportionnelle à l'épaisseur au cube t^3 et V_p seulement à $t^{3/2}$, donc une petite valeur de t permet de diminuer la tension d'actionnement V_p mais devra être limitée pour conserver une rigidité de poutre k suffisante.

- Choix de la hauteur de gap initial g_0 ($g_0 = g_{air} + t_d$) : On peut voir que pour une petite valeur de g_0, la tension d'actionnement diminue. Néanmoins afin de conserver une force de contact et une force de rappel suffisamment grande et faciliter le procédé technologique de libération de la résine sacrificielle, la hauteur de gap ne devra pas être inférieure à 3µm. L'épaisseur de diélectrique t_d devra être suffisante pour éviter le collage entre l'électrode inférieure et l'électrode supérieure mais ne pas être trop épaisse pour assurer un bon contact.

En se basant sur ces analyses, nous avons choisi des paramètres géométriques de cantilever : w = 90µm ; W = 95µm ; d = 10µm ; x = 50µm ; t = 2µm, g_0 = 3µm, t_d = 0.4µm. Avec le module Young E de l'or E = 78 000 MPa, $\varepsilon_0 = 8.854.10^{-12}$, la tension d'actionnement calculée est : $V_p \approx 16.6$ (V) et la raideur de poutre est : $k \approx 3.8$ (N/m). La fréquence mécanique du cantilever est : $f_0 \approx 711$ KHz. Dans ce cas, le facteur de qualité du cantilever est : $Q \approx 0.043 < 0.5$, ainsi le temps de commutation calculé par l'équation IV.15 est de $t_s \approx 8.1$ µs.

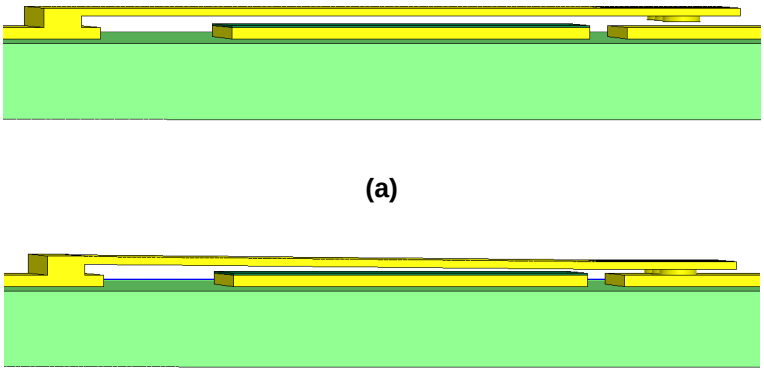
IV. 4. SIMULATION DU MEMS

Pour valider le comportement des MEMs, on utilise deux types de simulations : simulation électromagnétique et simulation électromécanique.

IV.4.1. Simulation électromagnétique :

La structure est conçue et simulée en utilisant la simulation électromagnétique (HFSS). Ce logiciel est l'un des logiciels les plus fiables pour analyser les effets électromagnétiques dans le domaine millimétrique. Il nous permet d'analyser le comportement du champ électromagnétique dans la structure [13].

La structure de MEMs est réalisée sur un substrat de BCB de 20µm d'épaisseur. Pour le changement d'état de MEMs, une variable d'ETAT est définie. ETAT = 0 correspond à l'état haut du MEMs et ETAT = 1 défini l'état bas du MEMs, quand il y a un contact entre les points de contact et la ligne de transmission à la sortie (nous n'avons pas introduit la notion de résistance de contact dans cette simulation).



(a)

(b)

Figure IV.19. Topologie des MEMs sous HFSS de (a) l'état haut et (b) l'état bas

A partir de la simulation électromagnétique, on peut calculer la valeur de la capacité à l'état haut ainsi que la valeur de la résistance à l'état bas en utilisant leurs relations avec les pertes d'insertion et le niveau d'isolation comme suit [1] :

$$S_{21} = \frac{2j\omega C_u Z_0}{1 + 2j\omega C_u Z_0} \qquad \text{(IV.16)}$$

$$Pertes = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 = \frac{R_s}{Z_0} \qquad \text{(IV.17)}$$

La Figure IV.20 décrit les niveaux d'isolation S_{21} du MEMs obtenus par la simulation électromagnétique HFSS aux états haut et bas. A 60 GHz, le niveau d'isolation à l'état haut est de 8.55 dB et les pertes d'insertion à l'état bas est de 0.16 dB. Les valeurs de capacité à l'état haut et de résistance globale à l'état bas sont 9.5 fF et 1.1 Ω respectivement.

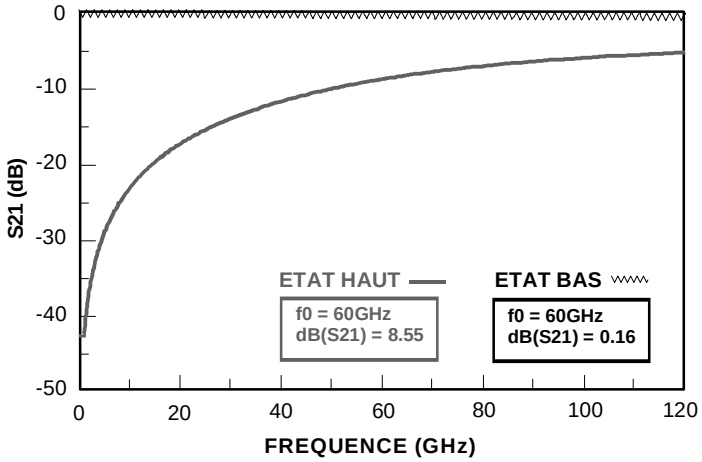


Figure IV.20. Paramètres S21 du MEMs à deux états sous HFSS

IV.4.2. Simulation électromécanique :

Le comportement électromécanique de la structure a été évalué à l'aide de CoventorWare. Le logiciel CoventorWare [14] est un outil bien adapté pour la conception et l'analyse de la structure du MEMs. Il nous permet d'évaluer l'effet des paramètres de conception sur le contact, les forces accumulées et la tension d'actionnement.

Un intérêt supplémentaire de ce logiciel se situe au niveau de la description et de l'optimisation des processus technologiques. La Figure IV.21 illustre l'analyse de la déflexion de notre MEMS en fonction de la tension d'actionnement effectuée sous Coventor. La tension assurant une déflexion de 1.5µm correspondant à notre gap d'air et par conséquent, assurant le contact métal-métal, est de 32 V.

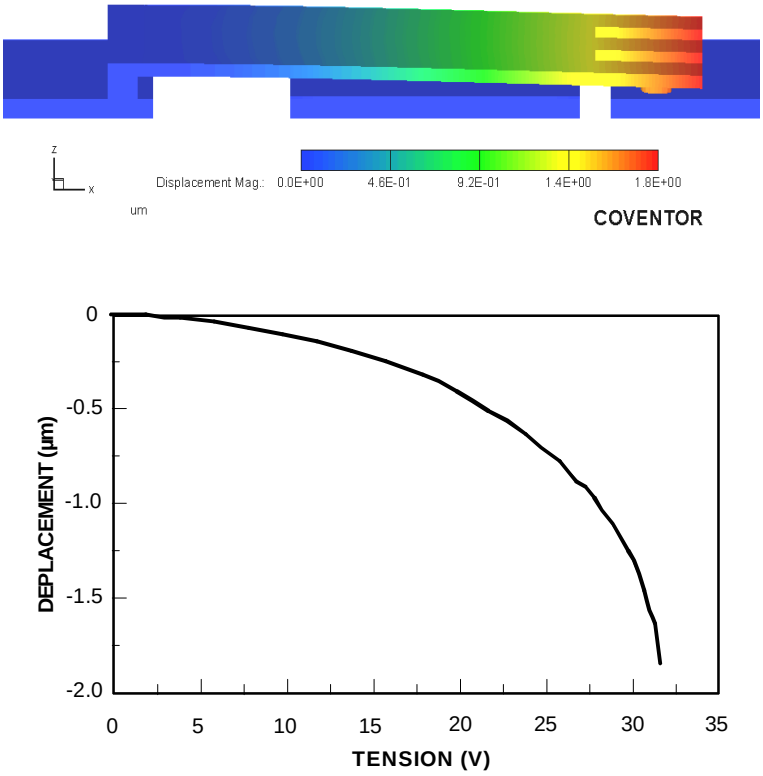


Figure IV.21. Conception du MEMs sous COVENTOR

La simulation est aussi validée sur un autre logiciel : Comsol multiphysics [15]. L'outil multiphysique COMSOL MULTIPHYSICS, anciennement FEMLAB, créé en 2005, est un logiciel dédié à la simulation multiphysique (structure, électromagnétique, chimique, MEMS, thermique…). COMSOL présente l'originalité d'avoir une bonne interface graphique qui permet à l'utilisateur de construire et de définir des modèles facilement. Ce logiciel permet de simuler aisément des problèmes de contact mécanique couplés avec d'autres phénomènes physiques (conduction de courants électriques, conduction de chaleur). Cependant, le logiciel est très vite limité en terme de mémoire lorsque le nombre de degré

de liberté du modèle est trop important. Pour cette raison, nous avons simplifié la structure de MEMs pour obtenir un résultat comparable à celui obtenu par COVENTOR.

La Figure IV.22 illustre une structure de cantilever simplifiée aves les paramètres dimensionnels de notre cantilever conçue sous COMSOL. La tension d'actionnement obtenue sur cette simulation est aussi de 32V, ce qui est en accord avec le résultat obtenu sur COVENTOR et n'est pas trop éloignée de la tension calculée.

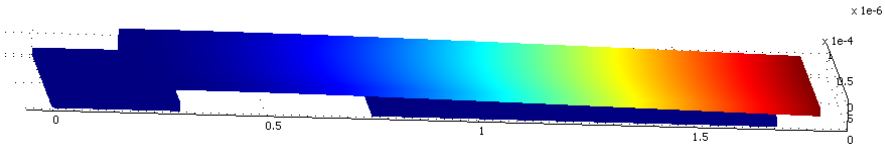


Figure IV.22. Conception du MEMs sous COMSOL

IV. 5. FABRICATION DU MEMS

IV.5.1. Premier procédé de fabrication :

Les étapes de dépôt de la ligne micro-ruban sur BCB sont décrites dans le chapitre II. Nous présentons ici le procédé pour la réalisation le cantilever consécutive à l'étape de dépôt des conducteurs sur BCB. Ce procédé comporte de trois étapes :

a/ Dépôt de couche diélectrique sur l'électrode :

Quand les conducteurs sont réalisés, l'étape suivante consiste à déposer la couche de diélectrique sur l'électrode.

Pour une bonne accroche de diélectrique sur or, une fine couche de titane (Ti) pleine plaque (500Å environ) est déposée sur électrode par évaporation (Figure IV.23a). Une couche de résine de protection d'AZ 1529 (2.7µm environ) est ensuite réalisée pour la gravure de titane dans un bain d'acide fluorhydrique tamponné (Buffer HF) (Figure IV.23b).

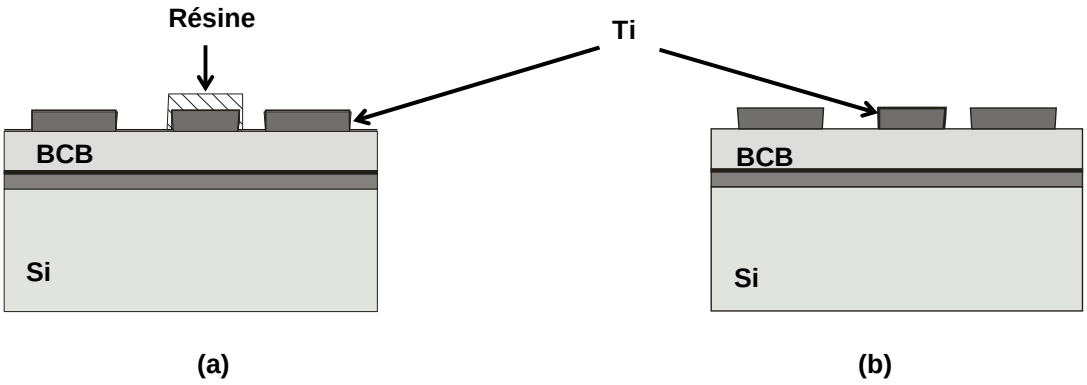


Figure IV.23. Réalisation de la couche d'accrochage de titane sur l'électrode

La couche de diélectrique Si_3N_4 de 0.4µm est alors élaborée par un dépôt pleine plaque PECVD pendant 3min environ à 300℃ (Figure I V.24a). Cette couche est ensuite protégée par une fine couche de résine AZ 1529 d'épaisseur 2.7µm environ, puis gravée. La gravure est réalisée par plasma RF haute densité à couplage inductif (ICP) en utilisant le gaz tétrafluorure de carbone (CF_4) à 40W pendant 2min30' environ. L'étape finale de ce procédé est la suppression de la couche de résine de protection par acétone (Figure IV.24b).

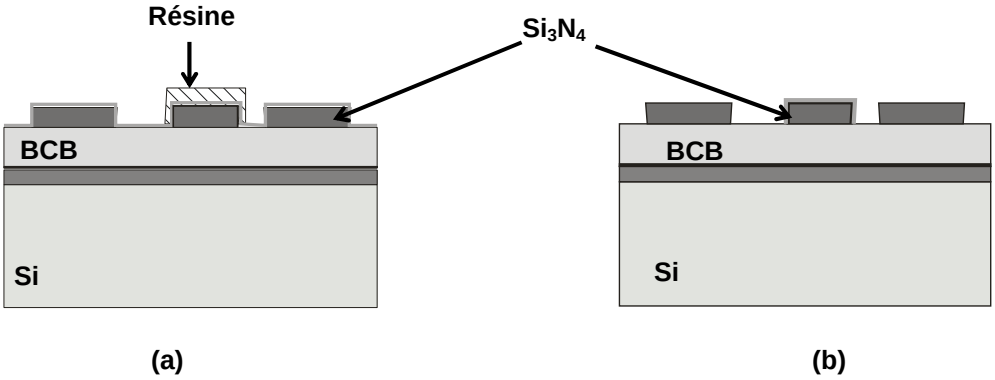


Figure IV.24. Réalisation de la couche de diélectrique sur l'électrode

b/ Réalisation la partie mobile du cantilever :

Ce procédé commence par un dépôt d'une résine d'AZ 1529 de 3µm environ par photolithographie ultra-violet pendant 12s à l'intensité de 20 $mW.cm^{-2}$ pour combler les trous entre les conducteurs et l'électrode (Figure IV.25a). Puis la première couche sacrificielle de résine d'AZ 5214 de 1.5µm environ est déposée à la tournette. Cette couche détermine l'ancrage et les points de contact du cantilever (Figure IV.25b). Une deuxième couche sacrificielle de même type est ensuite élaborée pour redéfinir l'ancrage du cantilever (Figure IV.25c).

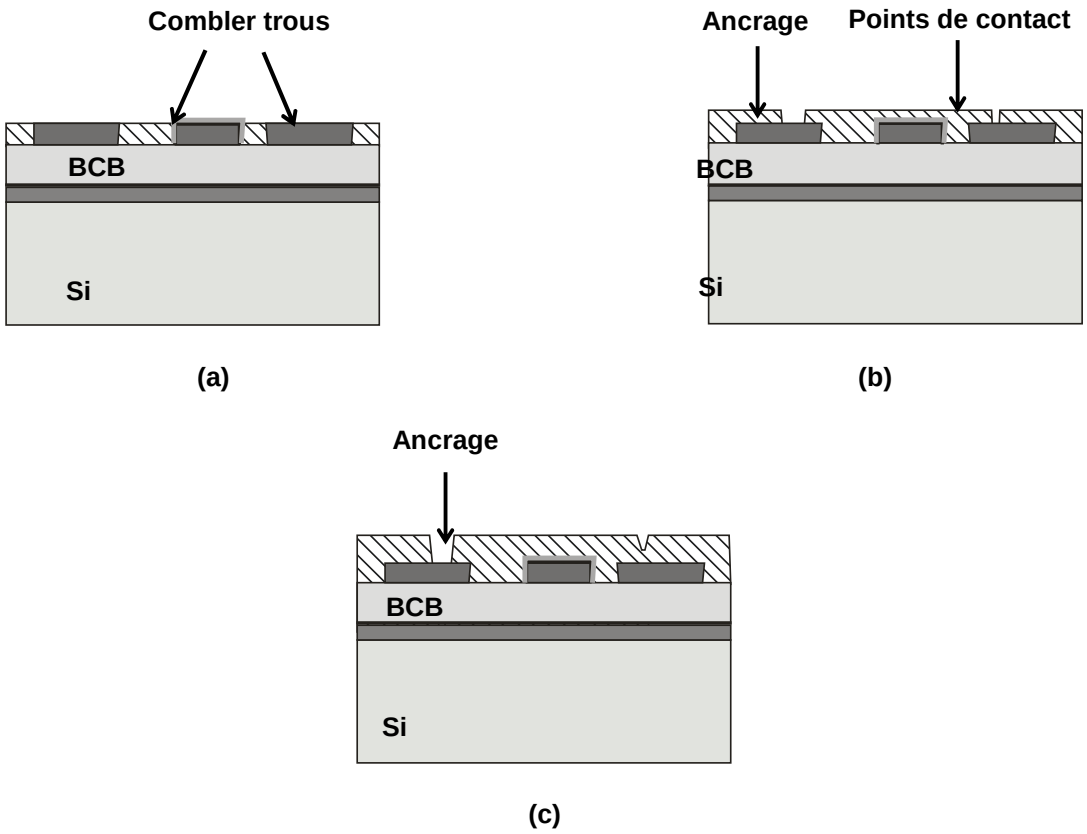


Figure IV.25. Réalisation des couches sacrificielles

La métallisation de cantilever s'effectue à partir d'une couche d'accrochage d'or évaporée de 1000Å d'épaisseur. Ensuite, cette couche est épaissie par croissance électrolytique d'or d'épaisseur 1.9µm (Figure IV.26a). La dernière étape consiste en un dépôt de résine d'AZ 1529 de 2.7µm pour protéger le cantilever (Figure IV.26b). L'étape finale consiste à graver la métallisation dans un bain de iodure de potassium (KI) mélangé avec iode (I_2) (Figure IV.26c).

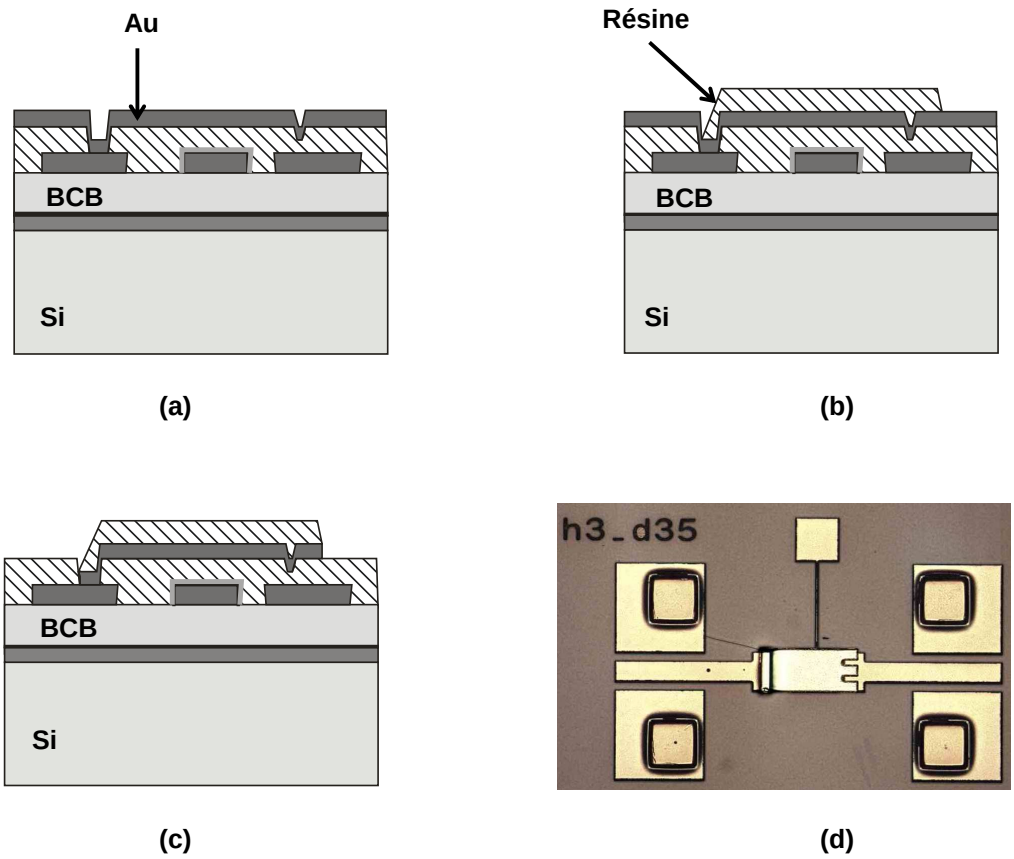


Figure IV.26. Métallisation de la partie mobile du cantilever

c/ Libération de la structure :

Cette étape finale est identique à l'étape de libération de pont à air décrite dans le chapitre II. Il consiste à supprimer la résine de protection de cantilever et les couches de résine sacrificielles. Ces procédés sont réalisés d'abord dans un bain d'acétone puis dans un bain d'AZ100 Remover à température ambiante pendant quelques jours.

Les structures sont ensuite rincées à l'acétone puis à l'éthanol pour la préparation de l'étape de séchage au sécheur supercritique CO_2 comme décrite dans le chapitre II (Figure IV.27).

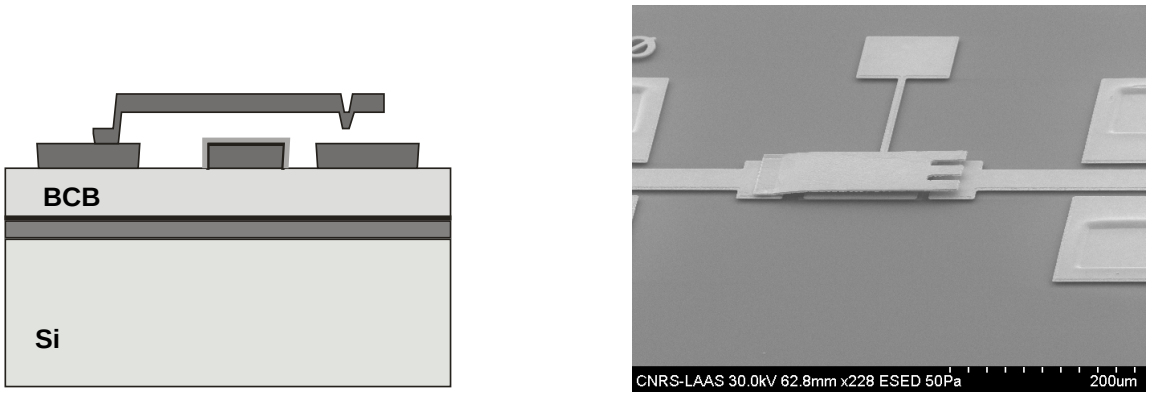


Figure IV.27. Libération de la structure

Remarques :

La suppression de la couche de titane dans le premier procédé peut être faite avant ou après la suppression de la couche diélectrique. Dans ce cas, nous conseillons de supprimer cette couche de titane toute de suite, avant le dépôt de la couche diélectrique. En effet, le buffer HF utilisé pour graver le titane peut attaquer le nitrure de silicium. Si la gravure du titane s'effectue juste après la gravure du diélectrique, elle risque d'endommager la couche de diélectrique.

Un résumé des étapes de réalisation du MEMs sur BCB en technologie micro-ruban est illustré sur la Figure IV.28.

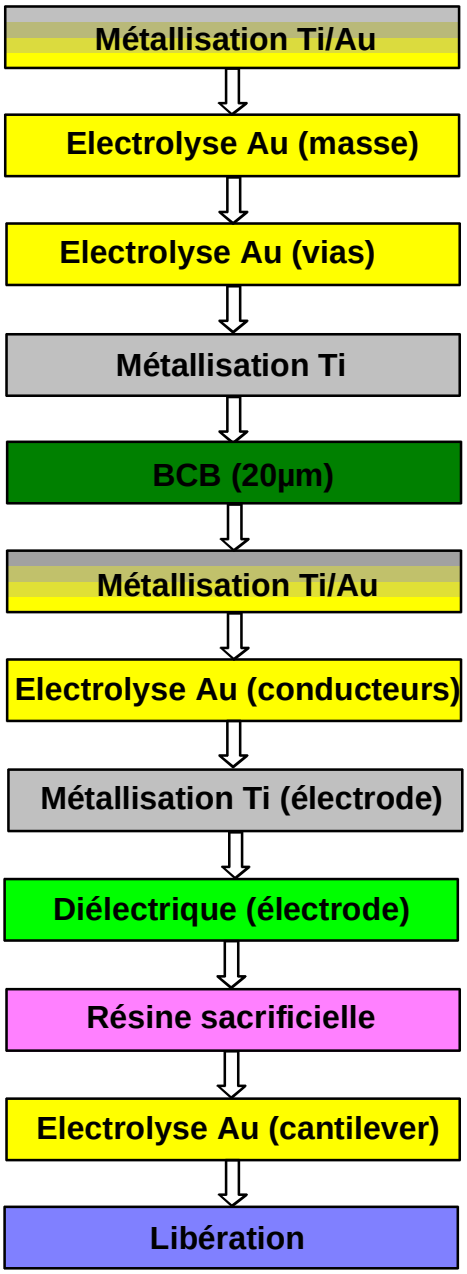


Figure IV.28. Etapes de réalisation du MEMs sur BCB en technologie micro-ruban

IV.5.2. Observation et modification du procédé technologique :

a/ Difficultés au niveau de la libération :

Nous avons été confrontés à des difficultés au niveau de la libération, il subsiste toujours un peu de résine sacrificielle au dessous de cantilever (Figure IV.29).

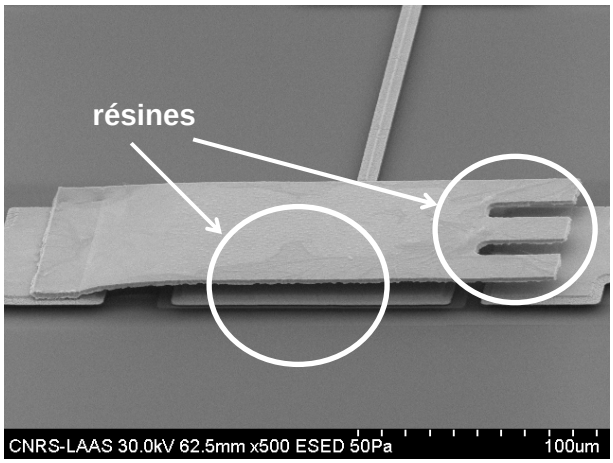


Figure IV.29. Résine sacrificielle restant dans la structure

En effet, la structure de MEMs est enfermée, la taille du cantilever est assez grande par rapport à sa hauteur ce qui empêche la libération de résine sacrificielle. Une alternative consiste à utiliser des trous sur la partie mobile de cantilever pour faciliter la libération comme le montre la Figure IV.30 [16]-[17].

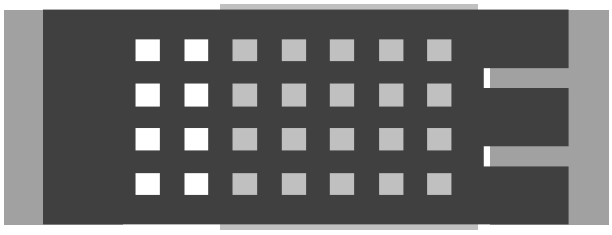


Figure IV.30. Utilisation des trous pour la libération de la structure

b/ La hauteur du cantilever :

Le deuxième problème observé concerne de la hauteur du MEMs. En fait, la hauteur du cantilever obtenue est plus haute que la hauteur souhaitée. Dans la Figure IV.31, nous pouvons observer que la hauteur obtenue de notre MEMs est de 5.6µm au lieu des 3µm initialement prévus.

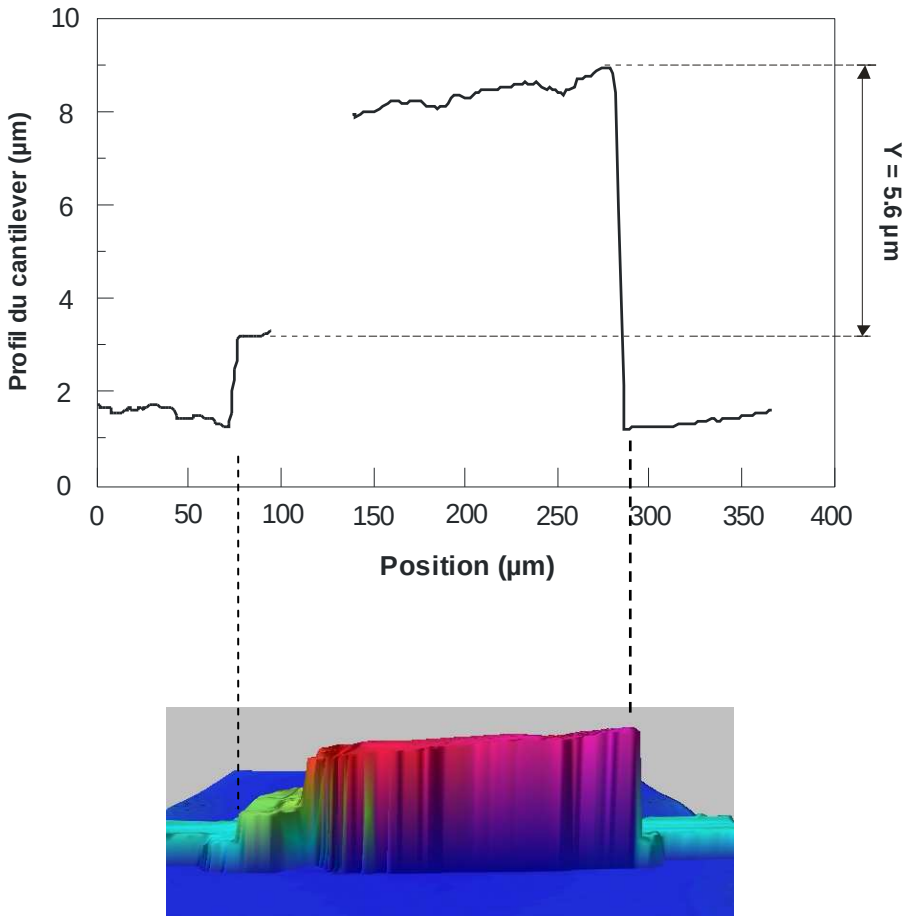


Figure IV.31. Hauteur du MEMs mesurée sur profilomètre optique

Ce problème est inhérent aux gradients de contraintes dans la poutre. Ces gradients de contrainte dépendent des conditions de dépôt et des matériaux constitutifs de la poutre. A la libération de la résine sacrificielle, ces gradients de contrainte sont libérés et génèrent un moment qui s'exerce sur l'extrémité libre de la poutre qui éloigne la partie mobile du cantilever de la zone de contact. La déflexion de l'extrémité de la poutre due aux gradients de contrainte peut être exprimée sous la forme :

$$\Delta z = \frac{M.l^2}{2.E.I} \qquad \text{(IV.18)}$$

avec *M* le moment exprimé en fonction des dimensions de la poutre

$$M = -\frac{1}{6} w.t^2.\sigma \qquad \text{(IV.19)}$$

et I le moment quadratique de la section droite défini par équation IV.10.

Ce problème, lié à l'utilisation de la résine sacrificielle AZ5214 peut être limité en utilisant un autre type de résine : PMGI [18] permettant de réduire le gradient de contrainte et ainsi obtenir des distances inter-contact de l'ordre de 1µm.

c/ La définition des points de contact :

Dans la Figure IV.32, on ne voit pas les points de contact dans le cantilever.

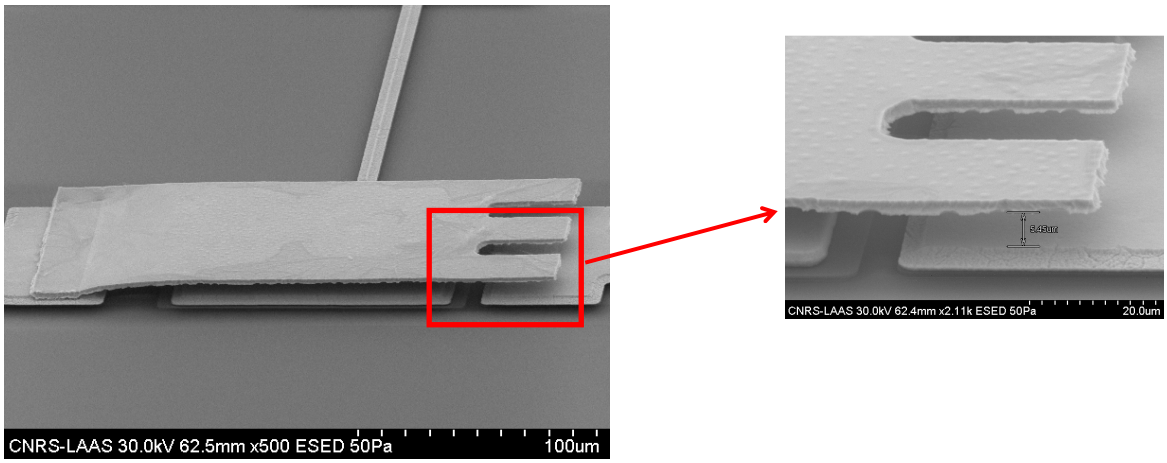


Figure IV.32. Zoom de la structure du MEMs : pas de trace des points de contacts

En effet, dans l'étape de dépôt des couches sacrificielles, on a défini les trous permettant la réalisation des points de contact sur la première couche. Compte tenu des petites tailles des points de contact, la deuxième couche de résine a rempli entièrement les trous (Figure IV.33).

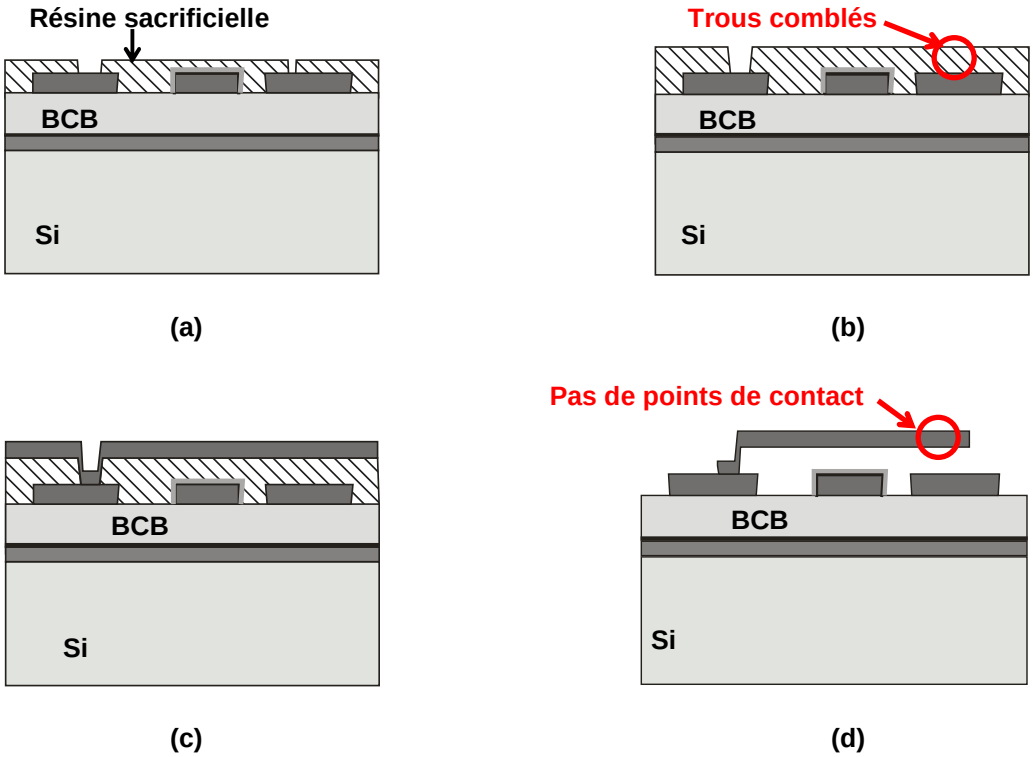


Figure IV.33. Problèmes dans les étapes de réalisation les points de contact

Une alternative consiste à inverser ces deux étapes, c'est-à-dire que les trous des points de contact seront définis sur la deuxième couche de résine sacrificielle (Figure IV.34).

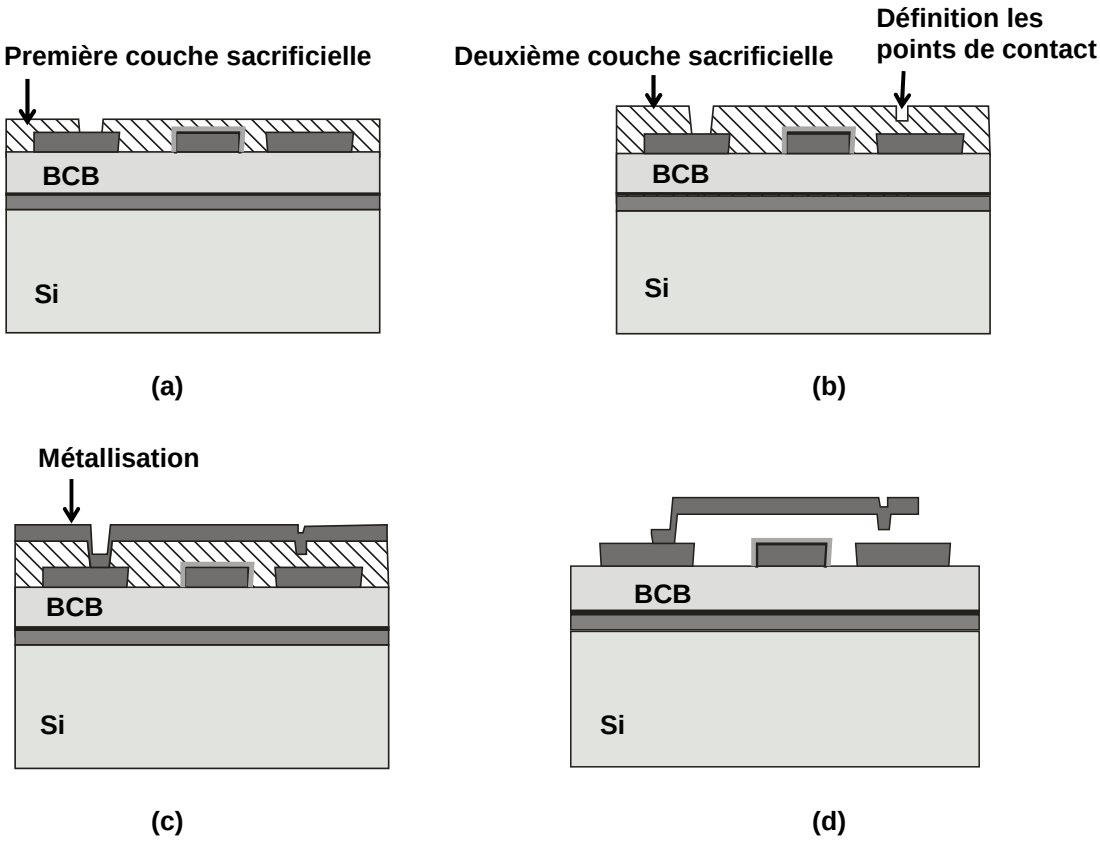


Figure IV.34. Redéfinition des étapes de réalisation les points de contact

IV.5.3. Modifications apportées pour le MEMs :

Suite aux remarques précédentes, les modifications dans la configuration du MEMs ainsi que dans les étapes technologiques ont été apportées.

Les MEMs obtenus sont illustrés dans la Figure IV.35.

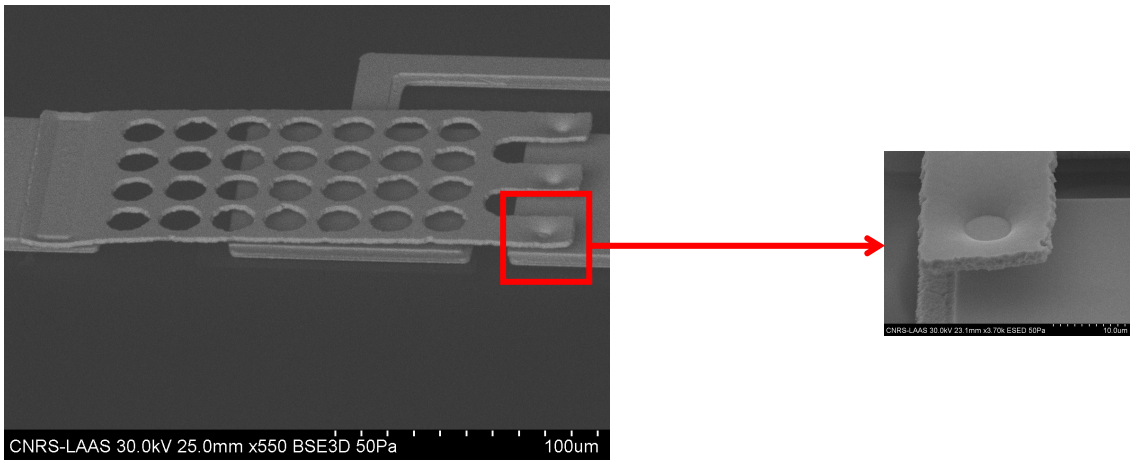
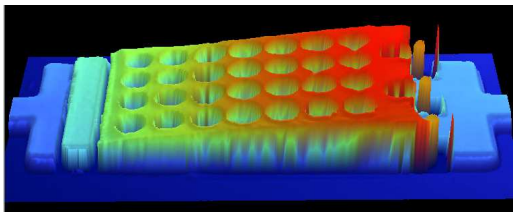


Figure IV.35. Zoom de la nouvelle réalisation du MEMs

Nous pouvons observer que les points de contact sont présents dans les MEMs. Les trous dans le cantilever nous permettent d'enlever facilement la résine sacrificielle. Néanmoins, nous n'avons pas encore amélioré la résine sacrificielle ce qui donne encore une hauteur du cantilever toujours plus importante que prévue (3.7µm avec les points de contact au lieu de 1.5µm).



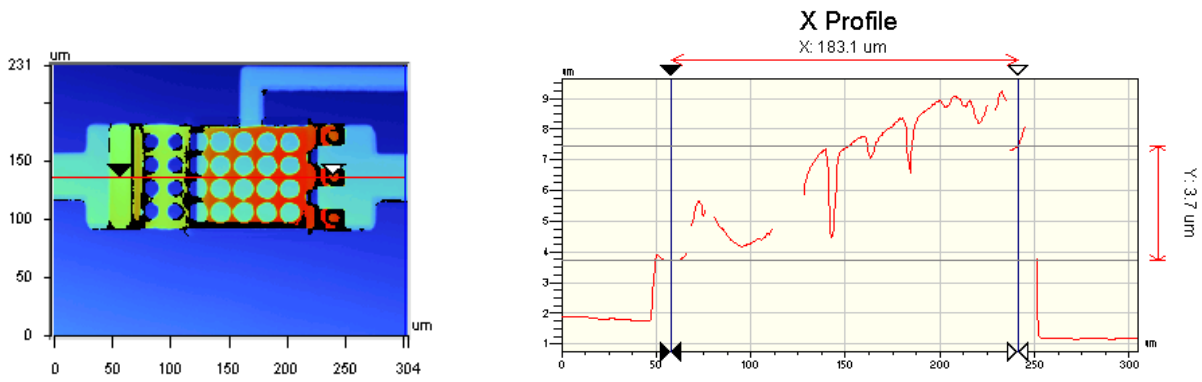


Figure IV.36. Hauteur du nouveau MEMs mesurée sur profilomètre optique

IV. 6. CARACTERISATION DU MEMS

IV.6.1. Description des stations de mesure :

IV.6.1.1. Mesure de paramètres S sous pointes :

Les paramètres S sont mesurés à l'aide d'une station sous pointes coplanaires Karl Suss et de l'analyseur du réseau vectoriel Anritsu 37397C dans une gamme de fréquence allant de 10MHz à 65GHz. Par contre, les mesures dans ce cas doivent monter jusqu'à 110GHz. Ainsi pour effectuer les mesures dans cette gamme de fréquence, il nous faut connecter l'analyseur de 10MHz - 65GHz avec un banc de mesure hyperfréquence Broadband Test Set 3738A (65 GHz - 110 GHz).

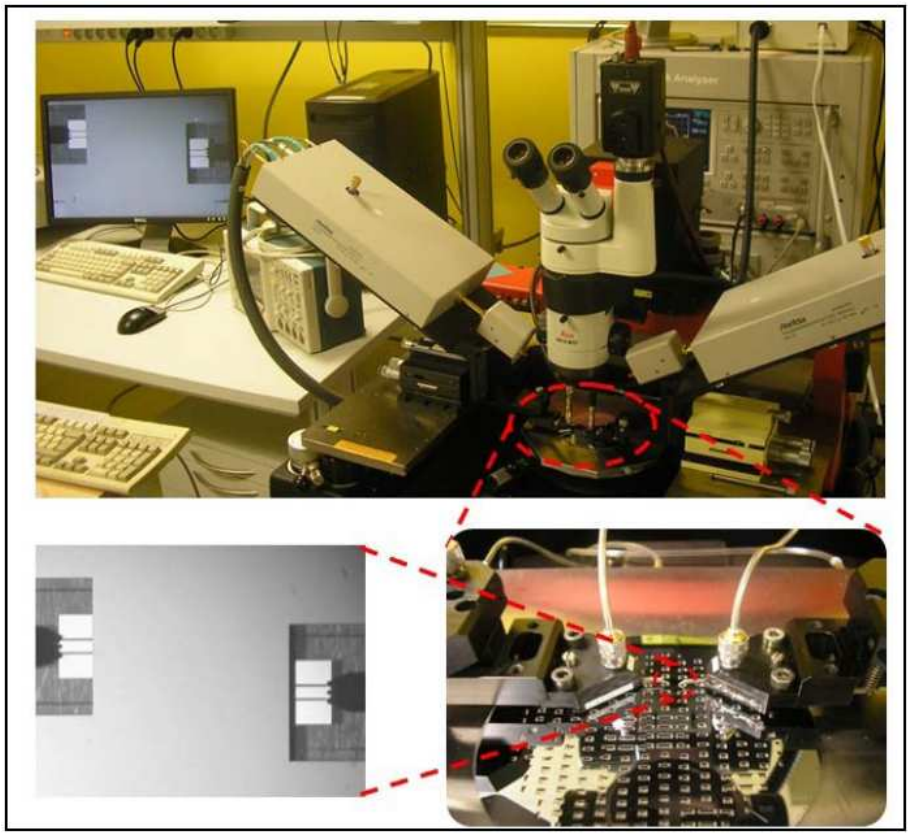


Figure IV.37. Station de mesure sous pointes jusqu'à 110GHz

Deux méthodes de calibrage sont utilisées pour ces mesures : SOLT et TRL

a/ Calibrage SOLT (Short – Open – Load – Thru) :

Ce calibrage permet d'effectuer des mesures à la fois en réflexion et en transmission (de type « 2 ports »). Il est composé de :

- Un court circuit (SHORT)
- Un circuit ouvert (OPEN)
- Une charge de précision 50Ω (LOAD)

- Une ligne de longueur très faible (THRU)

Si une seule des mesures durant la SOLT est imprécise, des résultats seront erronés et le calibrage sera à refaire entièrement. Le calibrage en SOLT est limité par les pertes de la ligne Thru lors de cette opération.

b/ Calibrage TRL (Thru – Reflect – Line)

Ce calibrage « 2 ports » nécessite l'utilisation :

- D'une ligne THRU de longueur faible
- D'une autre ligne LINE de longueur plus importante
- Et d'un élément SHORT ou OPEN selon le choix de l'utilisateur.

Un calibrage TRL correct est plus difficile à obtenir, mais grâce à ce type de méthode, nous pouvons enlever « directement » l'influence des accès (pads et lignes) sur les mesures de paramètres S.

IV.6.1.2. Caractérisations en fiabilité du MEMs RF :

Un banc de test a été développé au LAAS par Samuelle Mellé [19] pour la fiabilité du MEMs RF.

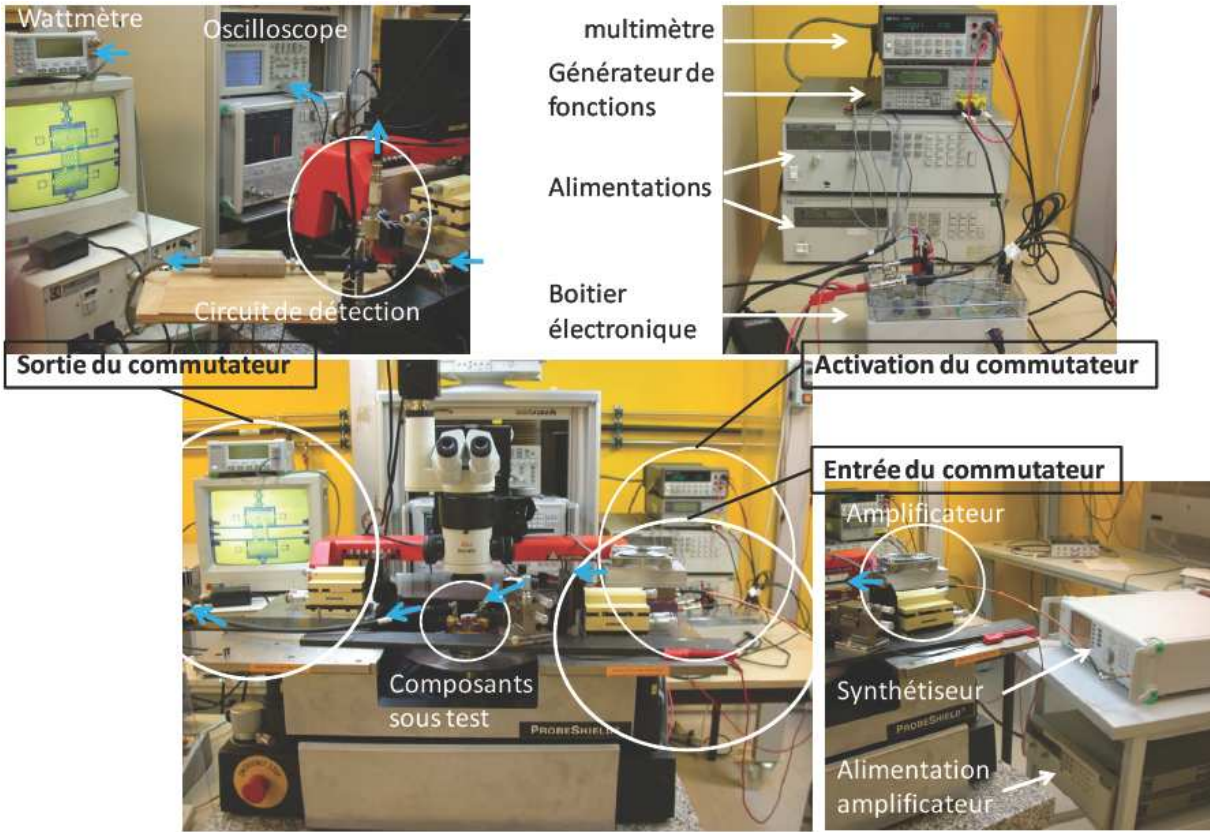


Figure IV.38. Station de caractérisation en puissance de MEMS-RF

Ce banc de test nous permet de caractériser des fonctions particulières :

- Activation des MEMs : Ce banc nous permet d'activer les MEMs à l'aide d'un générateur de fonctions arbitraires et d'une carte électronique réalisant la soustraction des deux sorties du générateur ainsi que l'amplification du signal résultant de cette opération. L'amplitude du signal à la sortie peut aller jusqu'à 100V.
- Mesures des paramètres dynamiques des MEMs (Vpull-in, Vpull-out, temps de commutation, etc.) à l'aide d'un détecteur de puissance RF et d'un oscilloscope.

L'automatisation des mesures et des tests de fiabilité a été effectuée par un logiciel de programmation Labview. Ces mesures doivent s'effectuer dans une chambre environnementale neutre pour s'affranchir de tous risques de défaillance dus à l'humidité.

IV.6.2. Caractérisation du cantilever :

IV.6.2.1. Paramètres S :

Nous avons réalisé la caractérisation pour le cantilever obtenu la première fois. Pour ce type de cantilever, les grandeurs d'intérêt sont les niveaux d'isolation et les pertes de la bande de fréquence V à la bande W. Les mesures des paramètres de transmission sont réalisées de 10MHz à 110GHz (Figure IV.39).

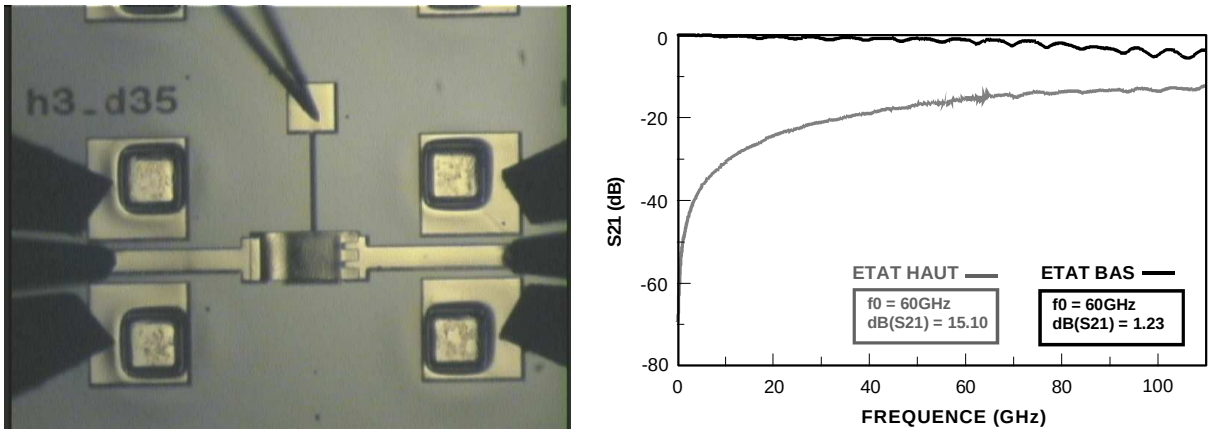


Figure IV.39. Résultats de mesure du MEMs

La fréquence intéressante ici est 60GHz. A l'état haut, le niveau d'isolation de MEMs est de 15.10 dB à cette fréquence. Quand le MEMs est activé, il apparaît un contact ohmique, le niveau de pertes maintenant est de 1.23 dB. Les résultats de mesure obtenus sont meilleurs que ceux escomptés par la simulation, compte tenu de la déformation de l'extrémité mobile du MEMs.

IV.6.2.2. Paramètres de la fiabilité :

La fiabilité du MEMs est basée principalement sur la détermination de tension d'actionnement, des temps de commutation et de la durée de vie. Les mesures de fiabilité de ce cantilever se sont effectuées dans une chambre à conditions environnementales : 23.6℃ et 43% d'humidité. Les tensions d'actionnement $V_{pull\text{-}in}$ et de retour $V_{pull\text{-}out}$ ont été déterminées grâce à la mesure de la capacité du réseau réalisé à l'oscilloscope (Figure IV.40).

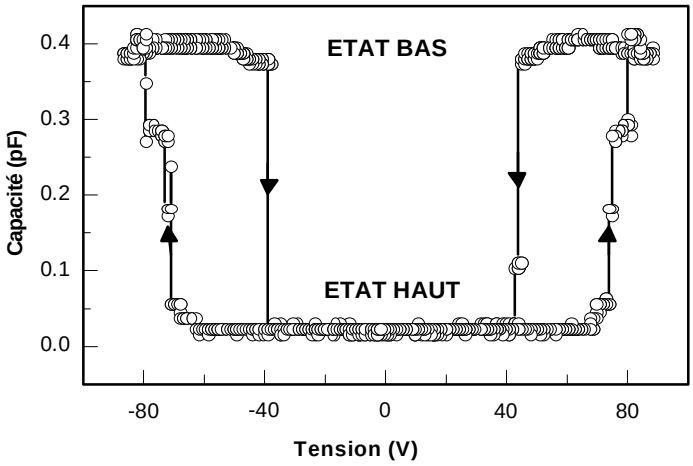


Figure IV.40. Tensions d'actionnement et de retour du cantilever

La tension d'actionnement $V_{pull\text{-}in}$ obtenue est d'environ 80V et la tension de retour $V_{pull\text{-}out}$ est d'environ 40V. La valeur de la capacité obtenue ici est la capacité entre deux électrodes et non celles à l'état haut ou bas du commutateur. La tension d'actionnement obtenue est plus haute que celle obtenue par simulation ou calculée. L'augmentation de la tension peut être expliquée par l'augmentation de gap d'air et des résidus de résine sacrificielle.

IV.6.2.3. Test de cyclage :

Ce test permet de faire commuter le MEMS de façon périodique tout en contrôlant les performances microondes du composant. L'activation du cantilever peut être faite avec différents signaux à différentes fréquences. La détection de défaillance s'effectue en mesurant les performances micro-ondes du MEMS à travers la mesure du paramètre S_{21} à une fréquence fixe.

Le test de cyclage du MEMs switch s'est effectué de 40 GHz à 110 GHz. La Figure IV.41a illustre les paramètres S_{21} de l'état haut et de l'état bas obtenus avant le cyclage. A l'état bas, on peut observer une résonance à 105 GHz due à la self du MEMs entrant en résonnance avec les capacités parasites.

La Figure IV.41b montre le cyclage de cantilever pour des signaux d'entrée carrés d'amplitude 80V à une fréquence de 50Hz.

Après 800000 cycles, les performances obtenues ne varient pas. Les Figure IV.41c et Figure IV.41d illustrent les différences en amplitude des paramètres S_{21} avant le cyclage et après 800000 cycles aux états haut et bas. La différence des paramètres *S* du MEMs avant et après les cyclages est très faible.

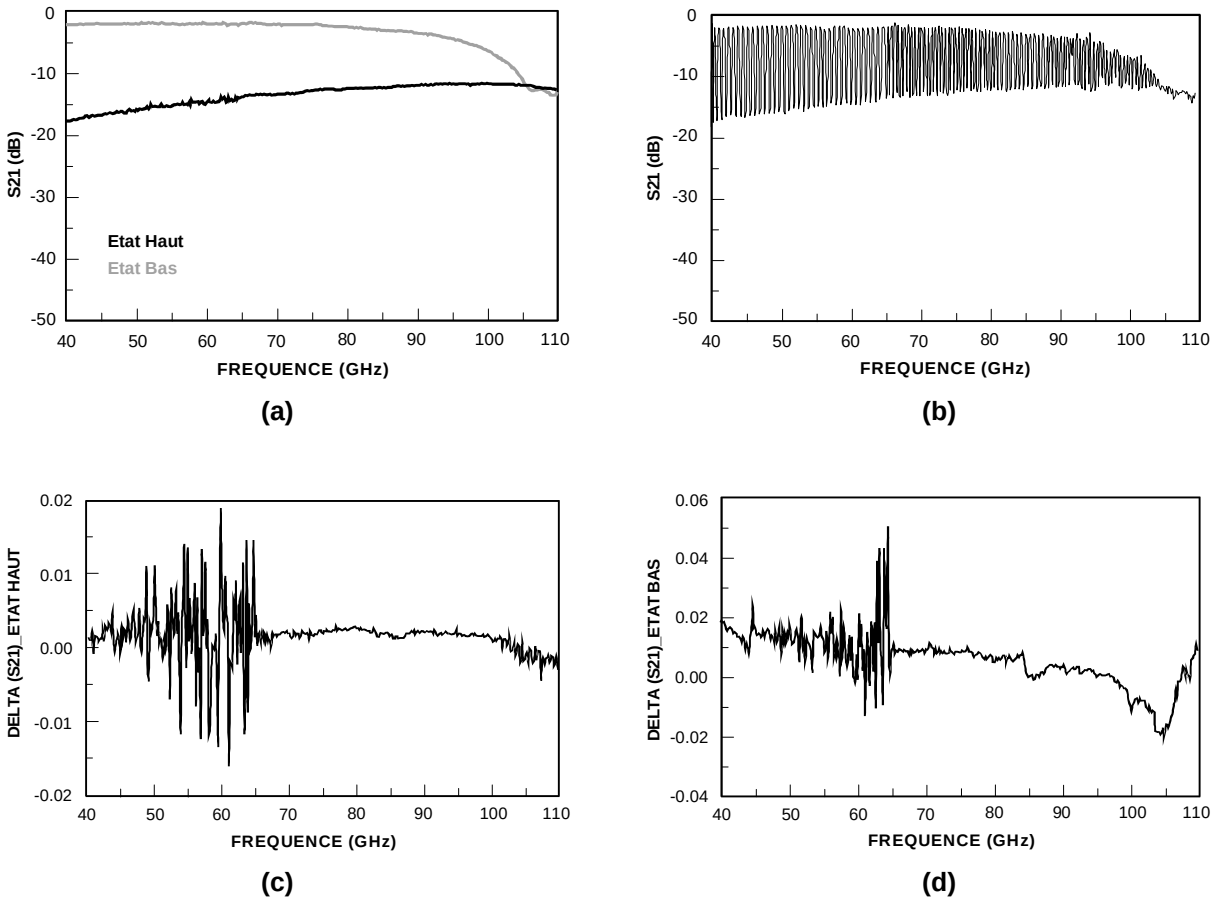


Figure IV.41. Test de cyclage sur paramètres S21 (a) Avant de cycle, (b) Cyclage, (c) Différence des paramètres S21 de l'état haut, (d) Différence des paramètres S21 de l'état bas

IV.6.3. Conclusion :

Nous avons conçu, réalisé et caractérisé un MEMs de type cantilever à contact ohmique. Ce cantilever est développé sur une base simple pour une utilisation en micro-commutateur RF. Dans le procédé de fabrication, il reste encore des étapes à améliorer, malgré tout, le cantilever possède des bonnes performances. A 60GHz, il a un niveau d'isolation de 15.10 dB à l'état haut et un niveau de pertes de 1.23 dB à l'état bas. La tension d'actionnement est plus élevée que prévue. Néanmoins, le MEMs présente des performances fiables en termes de durée de vie. Les performances du cantilever restent presque constantes après 800000 cycles.

Toutes les études nécessaires à l'élaboration de la filière technologique, à la synthèse de résonateur reconfigurable jusqu'à l'élément accordable ont été menées. Dans la prochaine partie, nous envisageons l'utilisation de ce MEMs pour la réalisation d'un résonateur reconfigurable en bande W.

IV.7. RESONATEUR RECONFIGURABLE :

IV.7.1. Simulation du résonateur DBR modifié reconfigurable :

IV.7.1.1. DBR modifié avec intégration de MEMs :

Nous rappelons que la synthèse du DBR modifié reconfigurable est obtenue par l'intégration des capacités variables. Le rapport entre C_{down} et C_{up} minimal est de 65. Maintenant, nous allons remplacer ces capacités par le cantilever réalisé dans la partie précédente. La structure est conçue et simulée par simulation électromagnétique (HFSS) (Figure IV.42).

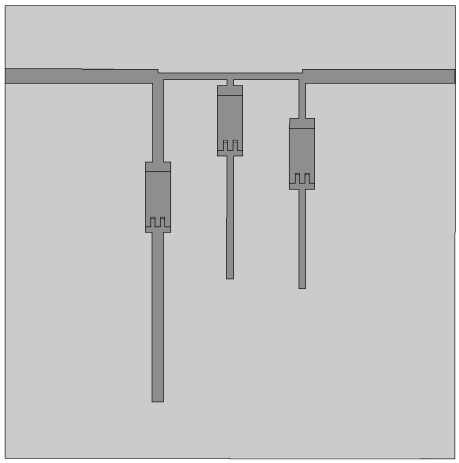


Figure IV.42. Maques du DBR modifié reconfigurable sous HFSS

Avec l'intégration de ces MEMs, le DBR modifié présente des bonnes performances à 94 GHz et à 60 GHz. La Figure IV.43 illustre les paramètres S du résonateur obtenus par changement de deux états de MEMs. A l'état haut, le DBR résonne à 96.6 GHz avec un niveau d'adaptation de 15.5 dB et des pertes de 4.8 dB, quand à l'état bas, le DBR résonne à 63.1 GHz avec un niveau d'adaptation de 17.6 dB et des pertes de 3.5 dB.

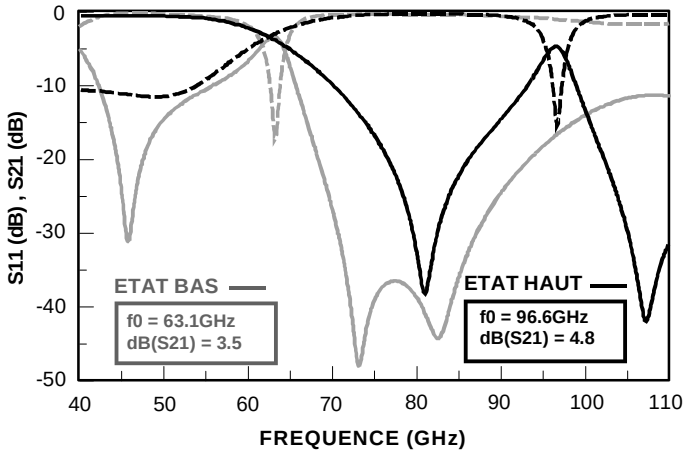


Figure IV.43. Réponses du DBR modifié accordable sous HFSS

Les résultats de simulation HFSS ont montré la possibilité de réaliser un résonateur accordable à agilité en fréquence étendue en intégrant les MEMs. Néanmoins, pour les caractérisations, l'activation des trois MEMs doit être simultanée. Il nous faut développer un réseau de polarisation qui permette d'actionner les trois MEMs par un point de polarisation unique.

IV.7.1.2. Réseau de polarisation :

Le réseau de polarisation est développé sur un principe analogue à celui de la polarisation d'un transistor RF. Il s'agit ici de ramener le signal DC à l'électrode du MEMs sans perturber les signaux RF. Donc, il est nécessaire de créer un circuit ouvert (C.O) à l'électrode du MEMs. Le réseau de polarisation est présenté à la Figure IV.44.

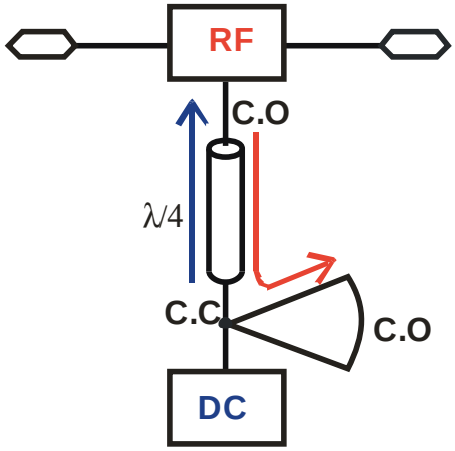
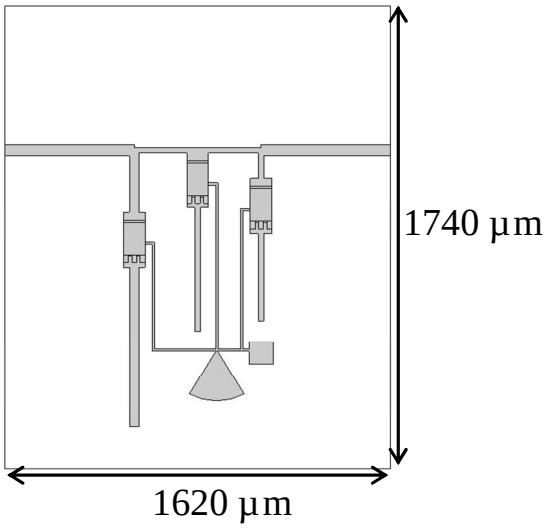


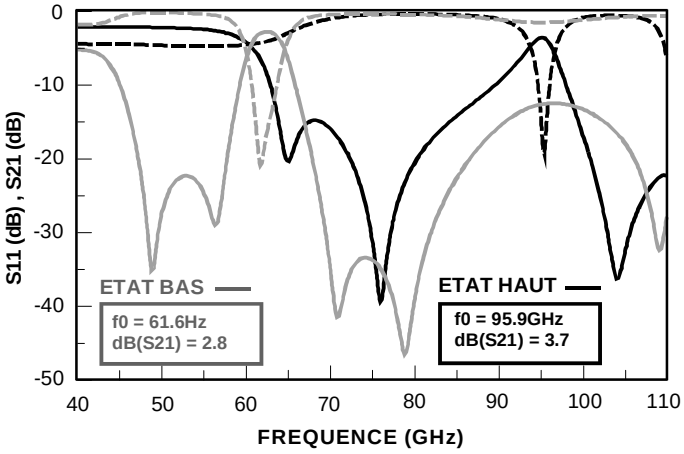
Figure IV.44. Schéma du réseau de polarisation

IV.7.1.3. DBR modifié reconfigurable avec le réseau de polarisation :

La Figure IV.45a illustre le masque du DBR modifié avec intégration du réseau de polarisation. Les réponses obtenues sous HFSS sont aussi performantes que dans le cas sans réseau de polarisation (Figure IV.45b).



(a)



(b)

Figure IV.45. Simulation HFSS du DBR modifié (a) Masque, (b) Réponses

Quand les trois MEMs sont à l'état haut, il y a une résonnance à 95.9 GHz pour une bande passante de 3.1%. Les pertes d'insertion sont de 3.7 dB et le niveau d'adaptation est de 22.6 dB. Quand tous les trois MEMs sont activés, la résonnance est à 61.6 GHz pour une bande passante de 7.4%, des pertes de 2.8 dB et un niveau d'adaptation de 19.4 dB. Les simulations électromagnétiques pour le DBR modifié accordable ont montré la possibilité de concevoir un résonateur accordable de la bande V (60 GHz) à la bande W (94 GHz).

IV.7.2. Caractérisation du résonateur reconfigurable :

Pour valider la synthèse de la fonction accordable du résonateur, nous avons développé deux structures de résonateur :

- Résonateur sans de réseau de polarisation avec les MEMs forcés à l'état haut et l'état bas (pour valider la synthèse accordable).
- Résonateur avec réseau de polarisation pour activer les MEMs.

IV.7.2.1. Résonateur sans réseau de polarisation :

Ce résonateur est fabriqué en deux parties : résonateur avec MEMs à l'état haut et résonateur avec MEMs forcés à l'état bas (Figure IV.46). Ces circuits permettent de valider la synthèse tout en s'acquittant des problèmes liés à la polarisation et à l'actionnement des MEMs.

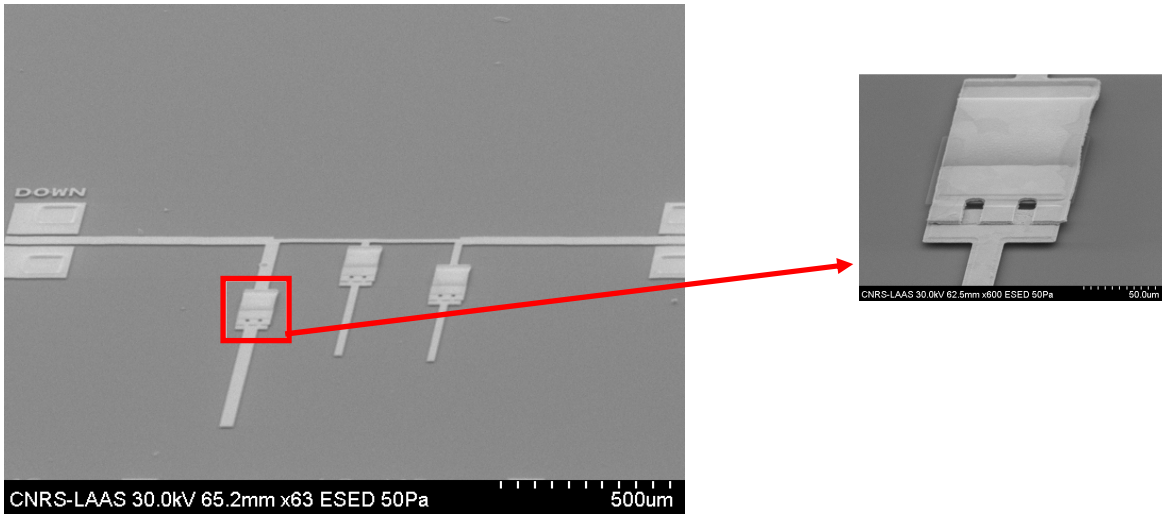
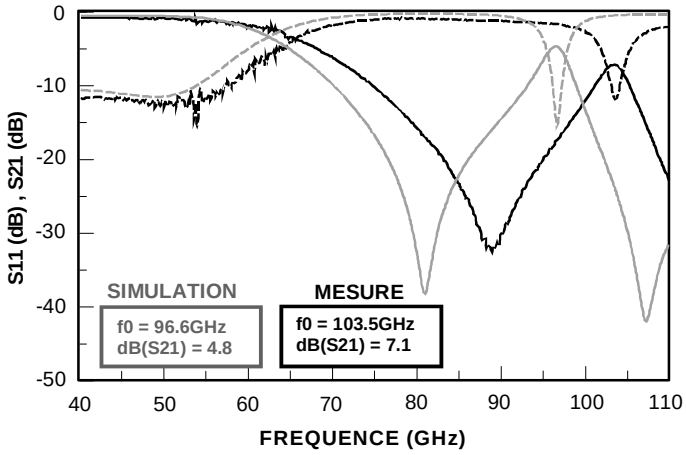
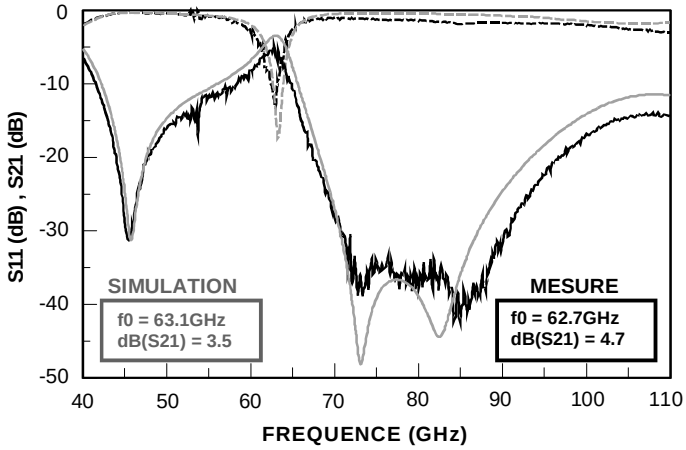


Figure IV.46. Résonateur sans réseau de polarisation (image MEB)

La Figure IV.47 illustre une comparaison entre les résultats de mesure et les résultats de simulation HFSS du résonateur. Quand tous les MEMs sont à l'état haut (Figure IV.47a), la résonnance mesurée est décalée à 103.5 GHz avec un niveau de pertes de 7.1 dB et un niveau d'adaptation de 12 dB. Ce décalage en fréquence de 6.9 GHz par rapport à la simulation peut s'expliquer par la déformation de l'extrémité mobile du MEMs en raison du gradient de contrainte. La Figure IV.47b présente les réponses du résonateur quand tous les MEMs sont à l'état bas. Nous pouvons observer qu'il y a un bon accord entre la simulation et les mesures. La résonnance obtenue par mesure est de 62.7 GHz avec un niveau de pertes de 4.7 dB et un niveau d'adaptation de 13.4 dB. La topologie proposée permet d'atteindre une excursion (Δf) importante en fréquence de 40.8 GHz validée par la mesure.



(a)



(b)

Figure IV.47. Comparaison entre simulation HFSS et mesure du DBR modifié accordable : (a) Etat haut, (b) Etat bas

Pour valider le résultat du résonateur à l'état haut, nous avons réalisé une post-simulation avec une hauteur de tous les MEMs de l'ordre de 5.6µm au lieu de 3µm (Figure IV.48). Nous pouvons observer que la résonance du DBR est décalée vers les hautes fréquences, confirmant ainsi les résultats expérimentaux.

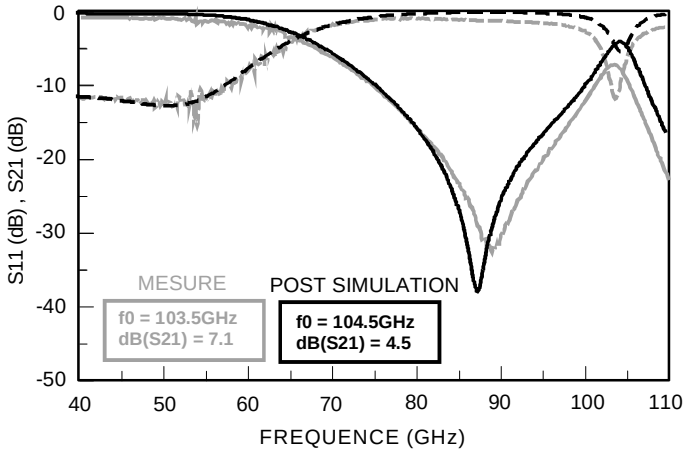


Figure IV.48. Comparaison entre post simulation HFSS et mesure du DBR modifié accordable à état haut

IV.7.2.2. Résonateur avec réseau de polarisation :

La Figure IV.49 présente les photographies du DBR modifié avec réseau de polarisation.

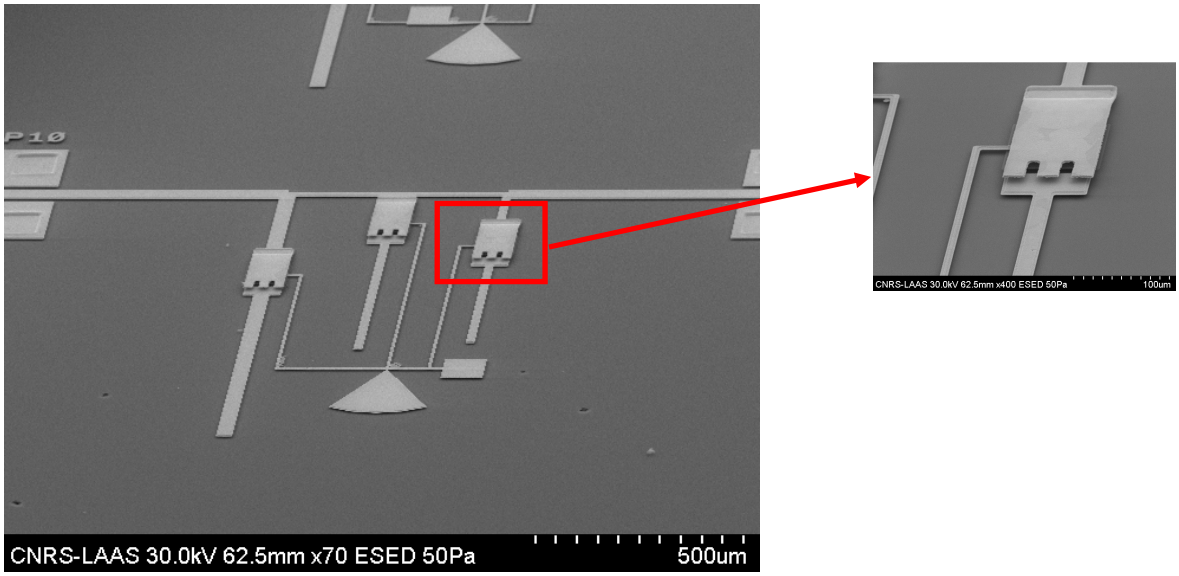


Figure IV.49. Résonateur avec réseau de polarisation (image MEB)

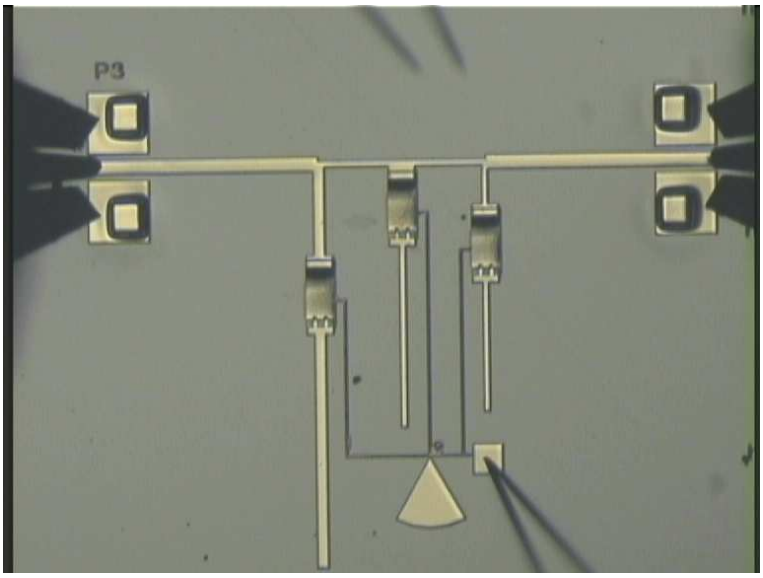
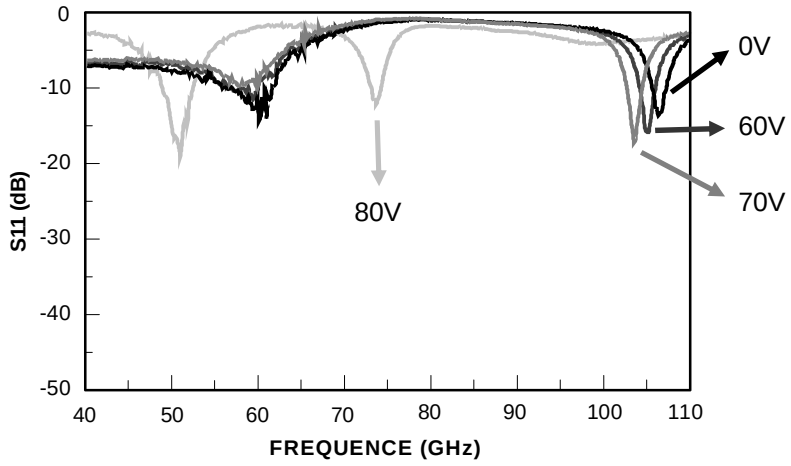
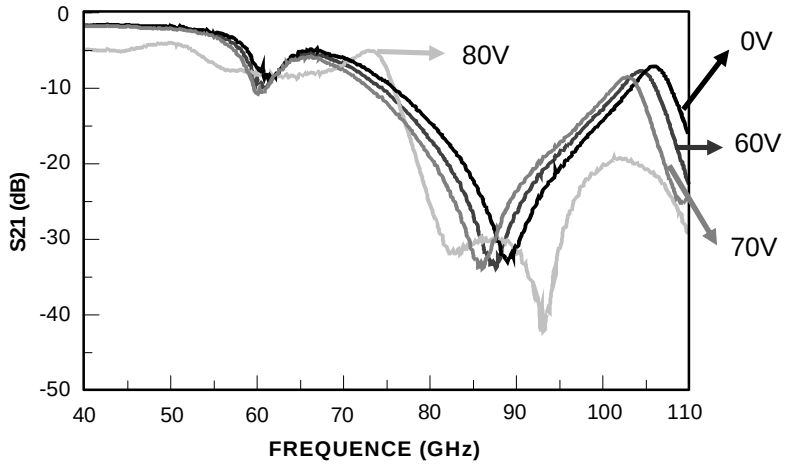


Figure IV.50. Actionnement des MEMs du résonateur DBR modifié

L'actionnement pour les MEMs s'est effectué par un seul point ce qui permet un actionnement simultané des trois MEMs (Figure IV.50). La tension d'actionnement augmente à 80V. La Figure IV.51 illustre la modification de la réponse électrique du résonateur en fonction de la tension. Quand les MEMs sont activé à 60V et à 70V, la résonance se décale légèrement vers basse fréquence. Quand la tension d'actionnement est à 80V, la résonnance baisse fortement. A ce moment, les MEMs sont vraiment activés.



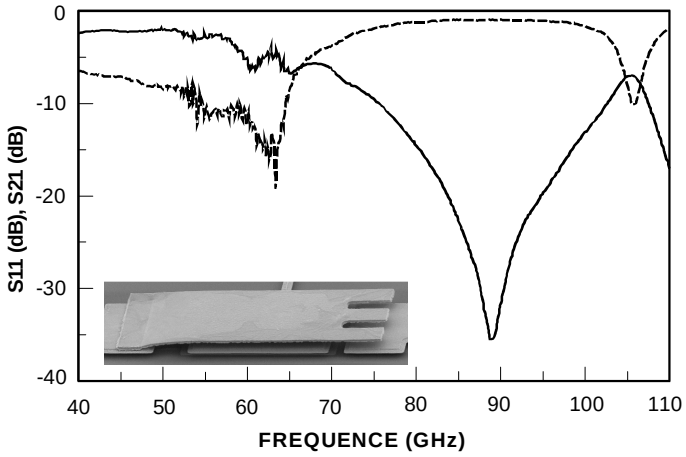
(a)



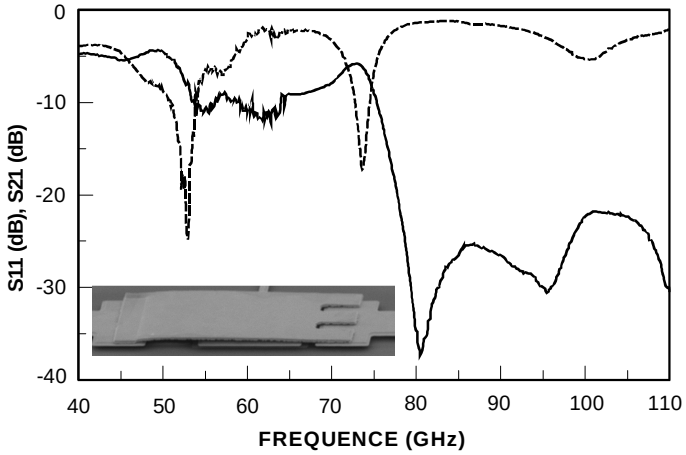
(b)

Figure IV.51. Comportement du DBR modifié en appliquant des tensions différentes (a) S11, (b) S21

Une augmentation supplémentaire de la tension d'actionnement n'entraîne aucun changement dans la réponse électrique. Dans ce cas, les meilleurs résultats obtenus sont représentés dans la Figure IV.52. Quand les MEMs sont à l'état haut, il y a toujours un décalage de fréquence de résonnance vers les hautes fréquences. La fréquence de résonnance monte jusqu'à 105.7 GHz. Quand les MEMs sont activés à 80V, la résonnance se décale vers 73.4 GHz avec un niveau de pertes de 5.8 dB et un niveau d'adaptation de 16.2 dB.



(a)



(b)

Figure IV.52. Réponses du DBR modifié mesurées avec actionnement des MEMs (a) Etat haut, (b) Etat bas

La fréquence de résonnance à l'état bas ne peut être atteinte qu'à 73 GHz. Ce problème peut être expliqué par un mauvais contact lié au résidu de résine sacrificielle d'une part, et la disparation des points de contact d'autre part. Le procédé devra être amélioré pour résoudre ces problèmes. Néanmoins, avec l'activation des MEMs, la topologie proposée permet d'atteindre une excursion (Δf) importante en fréquence de 32.3 GHz sans effet de désadaptation. Il est à noter que la structure testée n'est pas la plus aboutie. L'utilisation de la dernière topologie de MEMs (Figure IV.53) devrait en partie améliorer les performances du résonateur (à l'état bas).

IV.7.3. Modifications apportées pour le résonateur reconfigurable :

La Figure IV.53 présente les photographies du nouveau DBR modifié avec réseau de polarisation.

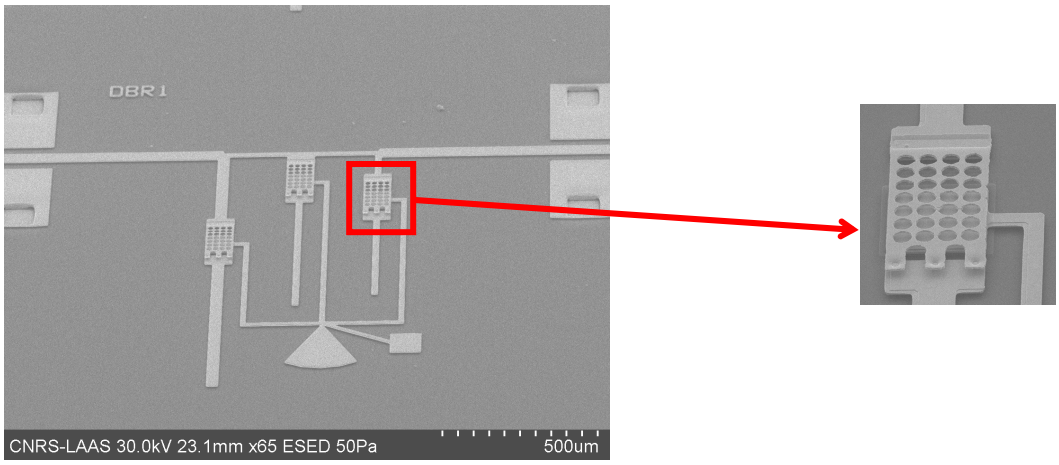
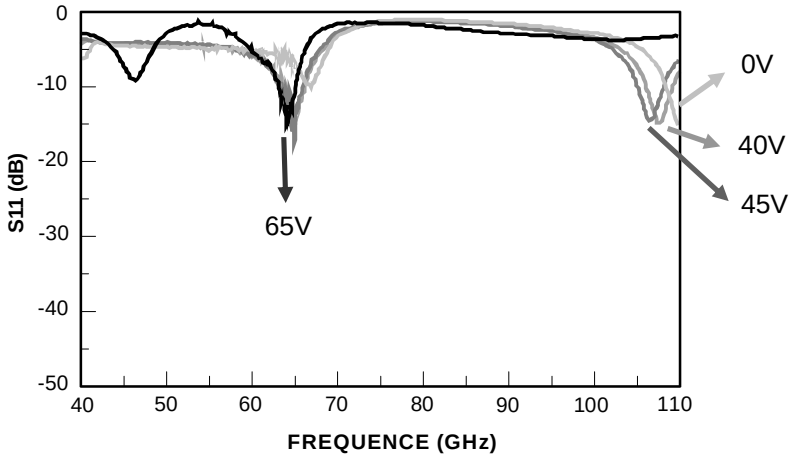
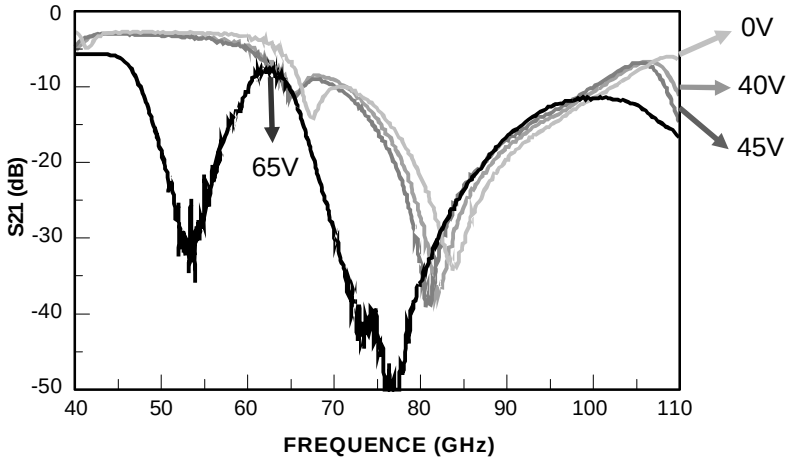


Figure IV.53. Nouveau résonateur avec réseau de polarisation

La Figure IV.54 illustre la modification de la réponse électrique du résonateur en fonction de la tension. Quand les MEMs sont activé à 40V et à 45V, la résonance se décale légèrement vers basse fréquence. Quand la tension d'actionnement est à 65V, la résonnance baisse fortement. A ce moment, les MEMs sont vraiment activés.



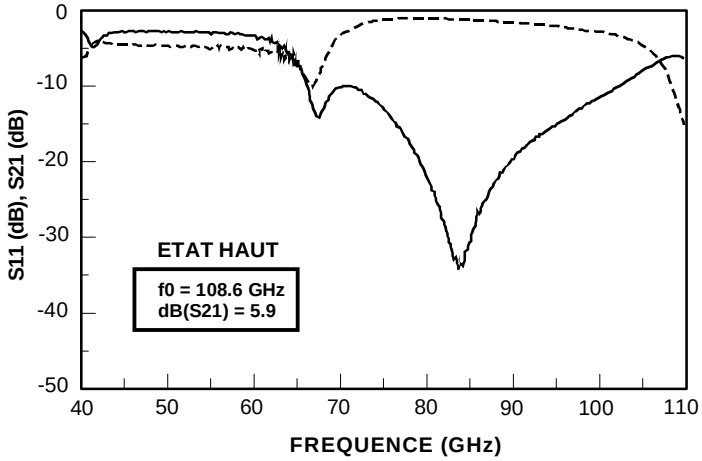
(a)



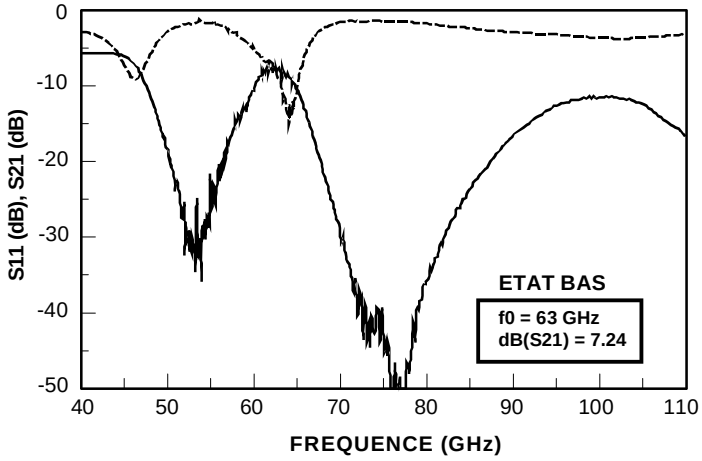
(b)

Figure IV.54. Comportement du nouveau DBR modifié en appliquant des tensions différentes (a) S11, (b) S21

A l'état haut des MEMs, la fréquence de résonnance se décale vers 108 GHz. Ce décalage peut être expliqué par l'apparition des points de contact ce qui fait monter le cantilever plus haut (Figure IV.56). Néanmoins, à l'état bas des MEMs, la résonnance est de 63 GHz ce qui est proche de la fréquence prévue (60GHz). Ces résultats nous permettent de valider la qualité de la configuration du MEMs ainsi que la conception du résonateur accordable.



(a)



(b)

Figure IV.55. Réponses du nouveau DBR modifié mesurées avec actionnement des MEMs (a) Etat haut, (b) Etat bas

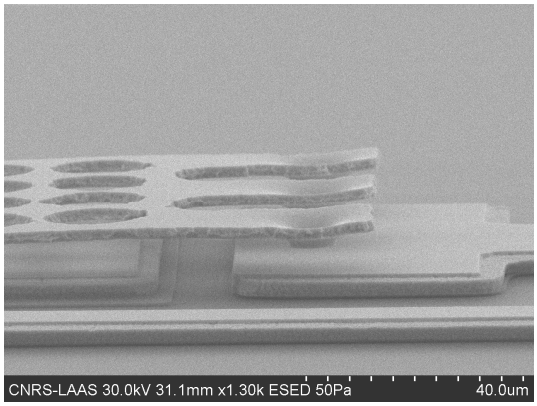


Figure IV.56. Effet des points de contact sur la hauteur du MEMs

IV.8. CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre les études réalisées sur le MEMs RF. A partir de cette analyse, nous avons développé un MEMs à contact DC. Ce MEMs a été conçu pour répondre aux besoins du résonateur développé dans le chapitre III. Le MEMs de type cantilever développé présente des bonnes performances en termes de niveau d'isolation à 60 GHz et de fiabilité. Nous avons pu mettre en évidence les disfonctionnement de notre MEMs liés aux difficultés de mise en œuvre technologique :

- Augmentation de la tension d'actionnement et décalage en fréquence liés au gradient de contrainte à l'extrémité mobile du MEMs.
- Problèmes de libération de résine sacrificielle engendrant un défaut de contact à l'état bas.

Un nouveau RUN a été développé permettant de s'affranchir de ces problèmes. Le nouveau MEMs obtenu possède la configuration désirée (avec des points de contact) et il nous permet de libérer totalement la résine sacrificielle. Le problème lié au gradient de contrainte reste encore à améliorer, soit par un remplacement d'une autre résine fine possédant moins de contrainte, soit par un nouveau procédé technologique.

A partir des études menées aux chapitre II et III, nous avons mis en œuvre un résonateur DBR accordable entre deux bandes de fréquence : la bande V et la bande W. Les résultats de mesure ont prouvé tant l'efficacité de la synthèse que celle du processus technologique.

Le résonateur accordable proposé présente une excursion (Δf) importante en fréquence de 45 GHz validée par mesure tout en conservant un excellent niveau d'adaptation. Ces résultats offrent de bonnes perspectives pour la conception de filtres accordables en bande millimétrique.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE IV

[1] GABRIEL M. REBEIZ
« RF MEMS Theory, Design, and Technology »
Hoboken, New Jersey: J. Wiley & Sons, 2003.

[2] L. E. LARSON, R. H. HACKETT, M. A. MELENDES, R. F. LOHR
« Micromachined microwave actuator (MIMAC) technology – a new tuning approach for microwave integrated circuits »
Microwave and Millimeter – Wave Monolithic Circuits Symposium Digest, Boston, MA, pp. 27-30, June 1991.

[3] R. E. MIHAILOVICH, M. KIM, J. B. HACKER, E. A. SOVERO, J. STUDER, J. A. HIGGINS, J. F. DENATALE
« MEM relay for reconfigurable RF circuits »
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, no. 2, pp. 53 – 55, February 2001.

[4] C. L. GOLDSMITH, Z. YAO, S. ESHELMAN, D. DENNISTON
« Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches »
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 8, no. 8, pp. 269 – 271, August 1998.

[5] A. POTHIER
« Conception, réalisation et test de microcommutateurs micro-électromécaniques et application aux circuits hyperfréquences reconfigurables »
Mémoire de Doctorat en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, Université de Limoges, n° d'ordre 72, Décembre 2003.

[6] C. GOLDSMITH, J. RANDALL, S. ESHELMAN, T. H. LIN, D. DENNISTON, S. CHEN, B. NORVELL
« Characteristics of micromachined switches at microwave frequencies »
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Francisco, CA, vol. 2, pp. 1141 – 1144, June 1996.

[7] **Z. J. YAO, S. CHEN, S. ESHELMAN, D. DENNISTON, C. GOLDSMITH**
« Micromachined Low-Loss Microwave Switches »
IEEE Journal of Microelectromechanical Systems, vol. 8, no. 2, pp. 129 – 134, June 1999.

[8] **J.B. MULDAVIN, G. M. REBEIZ**
« Inline capacitive and DC-contact MEMS shunt switches »
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, no. 8, pp. 334 – 336, August 2001.

[9] **J. S. HAYDEN, A. MALCZEWSKI, J. KLEBER, C. L. GOLDSMITH, G. M. REBEIZ**
« 2 and 4-bit DC-18 GHz microstrip MEMS distributed phase shifters »
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 1, pp. 219 – 222, May 2001.

[10] **C. CHANG, P. CHANG**
« Innovative micromachined microwave switch with very low insertion loss »
Sensors and Actuators, vol. 79, pp. 71 – 75, 2000.

[11] **C. BOZLER, R. DRANGMEISTER, S. DUFFY, M. GOUKER, J. KNECHT, L. KUSHNER, R. PARR, S. RABE, L. TRAVIS**
« MEMS microswitch arrays for reconfigurable distributed microwave components »
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 1, pp. 153 – 156, June 2000.

[12] **S. DUFFY, C. BOZLER, S. RABE, J. KNECHT, L. TRAVIS, P. WYATT, C. KEAST, M. GOUKER**
« MEMS microswitches for reconfigurable microwave circuitry »
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, no. 3, pp. 106 – 108, March 2001.

[13] http://www.ansoft.com

[14] http://www.coventor.com

[15] http://www.comsol.com

[16] K. C. SHEN, M. FENG
« Low actuation voltage RF MEMS switches with signal frequencies from 0.25 GHz to 40 GHz »
IEEE International Electronics Devices Meeting, pp. 689 – 692, December 1999.

[17] S. C. SHEN, D. CARUTH, M. FENG
« Broadband low actuation voltage RF MEM switches »
22nd Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, pp. 161 – 164, November 2000.

[18] C. BORDAS
« Optimisation technologique de commutateurs MEMS RF à tenue en puissance améliorée - Application à l'élaboration d'un synthétiseur d'impédance MEMS en bande K »
Mémoire de Doctorat en Microélectroniques, Université Paul Sabatier de Toulouse, n° d'ordre 08079, Février 2008.

[19] S. MELLE
« Analyse et modélisation des phénomènes de chargement de diélectriques dans les MEMS RF : Application à la fiabilité prédictive de microcommutateurs électromécaniques micro-ondes »
Mémoire de Doctorat en Electronique, Université Paul Sabatier de Toulouse, Décembre 2005.

[20] B. LACROIX, A. POTHIER, A. CRUNTEANU, C. CIBERT, F. DUMAS-BOUCHIAT, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT AND P. BLONDY
« Sub-microsecond RF MEMS switch capacitor »
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 55, no. 6, pp. 1314 – 1321, January 2005.

Conclusion

CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans le cadre du développement de dispositifs innovants en vue de répondre aux besoins des futurs systèmes de télécommunication. Afin de contribuer à réaliser un système potentiellement attractif en termes de performances électriques, de miniaturisation et de coût, nous nous sommes focalisés sur la mise en œuvre de fonctions accordables en fréquence.

Les études que nous avons menées concernent des filtres passe-bande sélectifs accordables de la bande W (75 GHz-110 GHz) à la bande V (50 GHz-75 GHz). Jusqu'à présent, cette gamme de fréquence reste encore très peu utilisée pour réaliser des fonctions accordables. Les faibles longueurs d'onde, la maîtrise de conception et le niveau de fiabilité technologique requis constituent un frein au développement d'applications, notamment lorsque celles-ci doivent être accordables.

Dans ce contexte notre étude s'est articulée autour de trois aspects : la détermination de topologies innovantes pour la mise en œuvre de fonctions accordables ; les synthèses associées permettant de faciliter la procédure de conception ; la technologie tant pour le filtre que pour le composant assurant la reconfigurabilité.

Si la conception de filtre micro-ondes reste encore un domaine d'application à fiabiliser (maîtrise de conception, amélioration des synthèses), elle devient problématique lorsqu'on cherche à réaliser une fonction dont les caractéristiques électriques sont variables (fréquence centrale et/ou bande passante). Les travaux proposés contribuent à améliorer cette maîtrise de conception. En effet, chaque topologie proposée est accompagnée d'une synthèse permettant de déterminer les caractéristiques électriques (longueurs électriques et impédances de lignes). Cette démarche, classique pour des filtres à gabarits fixes, est innovante dans le contexte filtre agile en fréquence. En effet, généralement cette approche est empirique et conduit souvent à une limitation des potentialités des solutions proposées. Les filtres développés de cette manière présentent des excursions en fréquence souvent limitées par la désadaptation progressive observée lorsqu'on s'éloigne de la fréquence nominale. Avec l'approche développée dans cette thèse, nous pouvons, non seulement déterminer les valeurs et les positions des éléments d'accord, mais aussi améliorer les performances du dispositif. En effet, le passage par la synthèse apporte une compréhension physique qui peut être mise à profit pour proposer des solutions vis-à-vis d'un problème

particulier (désadaptation, réduction de bande). Cette approche a conduit notamment à développer des structures auto-adaptatives telles que le filtre en anneau ou le résonateur DBR modifié.

La mise en œuvre technologique des dispositifs constitue elle aussi un défi aux fréquences millimétriques et sub-millimétriques. En effet, les longueurs d'onde à ces fréquences n'autorisent pas de dispersion technologique importante lors de la réalisation de nos dispositifs. C'est d'autant plus vrai pour les topologies faibles bandes. Dès lors que le transport de fortes puissances n'est pas requis, les technologies planaires offrent de nombreux avantages en terme de réduction d'encombrement et de coût de production. Parmi celles-ci nous avons pu mettre en évidence l'intérêt d'utiliser la technologie TFMS (Thin Film Microstrip) sur filière Si-BCB. En effet, contrairement à ce que l'on pourrait penser intuitivement, la filière membrane sur silicium utilisée en bandes millimétriques ne permet pas de minimiser les pertes avec la même efficacité qu'en gamme centimétrique. De plus, la gamme d'impédances accessibles reste restreinte ce qui se traduit d'un point de vue filtre à une forte limitation des bandes passantes envisageables. A ceci il faut ajouter les difficultés de maîtrise de la forme de la gravure du silicium pour de faibles dimensions de membrane. La filière Si-BCB permet de répondre en partie à ces problèmes : la gamme d'impédances est plus étendue, les performances électriques sont améliorées. Toutefois, la maîtrise technologique de ces procédés multi-niveau constitue le frein principal à l'utilisation de telles filières en bande millimétriques. Les problèmes rencontrés sont liés à l'arrachement de couche de BCB, à l'accroche des métallisation sur le BCB, à la réalisation de via métallisés. L'étude menée sur le processus technologique a permis de fiabiliser la filière pour la réalisation des structures planaires d'une part, et des structures mobiles (MEMS) d'autre part.

La difficulté de réalisation des MEMS dans cette gamme de fréquence est principalement liée à l'encombrement du MEMS et de son réseau de polarisation. En effet, à ces fréquences, les topologies de MEMS restent grandes devant la longueur d'onde. De plus, les niveaux de capacités aux états haut et bas du MEMS restent très faibles ce qui contraint fortement les surfaces de contact du MEMS. De plus, aux fréquences millimétriques les niveaux d'isolation sont souvent faibles de l'ordre de 12-15 dB, ce qui complique son utilisation dans le circuit. Il convient donc de faire des compromis entre performances de MEMS et encombrement. La topologie de MEMS développée dans le cadre de cette thèse est un cantilever dont les performances sont prometteuses en termes des performances électriques. Ces performances peuvent être améliorées en optimisant le procédé technologique pour contrôler notamment les gradients de contrainte dans la poutre.

L'intégration des MEMS dans les structures de filtres a été envisagée en deux étapes. Dans un premier temps les MEMS on été figés à des états haut et bas sans réseau de polarisation. Cette étape préliminaire a permis de mettre en évidence tant l'efficacité de la synthèse proposée que le procédé technologique mis en œuvre. L'intégration du MEMS commutable n'a pas aboutit aux résultats escomptés par la simulation. Les différences observées sont symptomatiques des difficultés technologiques pré-citées : déformation de l'extrémité mobile du pont (gradient de contrainte), résidu de résine sacrificielle sous le pont, etc. L'amélioration du procédé technologique a résolu le problème du résidu de résine sacrificielle ainsi que des points de contact du MEMS malgré tout il reste encore à résoudre le gradient de contrainte. Avec ce RUN, nous avons pu obtenir un résonateur reconfigurable dans la gamme de fréquence visée. L'excursion en fréquence atteinte est importante (45 GHz) sans effet de désadaptation du résonateur.

Compte tenu des différents domaines d'étude de ces travaux les perspectives sont vastes.

Concernant l'aspect filtrage et synthèse associée, la topologie auto-adaptative en anneau est prometteuse dès lors qu'on arrive à contrôler simultanément la bande passante et la fréquence centrale. Un travail de modification de la topologie et des éléments de contrôle à dores et déjà été mis en œuvre mais reste encore à l'état d'études. La nouvelle topologie de résonateurs DBR a montré ses potentialités, il reste maintenant à mettre en œuvre un filtre d'ordre N accordable. Cette étape passe inévitablement par la mise en œuvre d'inverseurs d'impédances accordables pouvant être développés en utilisant des techniques de synthèses similaires à celles présentées dans ce manuscrit.

Les perspectives les plus importantes concernent l'aspect technologique. Une procédure de fiabilisation de la technologie BCB a été menée et a permis de contourner certaines difficultés notamment pour les structure planaires, mais ce ne sont que les prémisses de ce qui doit être réalisé. Le procédé technologique doit en effet être amélioré en plusieurs points :

- La topologie de masquage doit être revue pour contourner les problèmes récurrents d'alignement liés à l'opacité de la couche de BCB

- Le dépôt de couches de poly silicium ou de couches résistives doit être envisagé pour améliorer l'isolation RF-DC des circuits de polarisation de MEMS.

- Utiliser une résine sacrificielle permettant de réduire les gradients de contrainte dans la poutre et par conséquent diminuer les tensions d'actionnement.

Enfin, la topologie de MEMS proposée reste basique, un niveau de sophistication devrait être apporté afin d'améliorer les tensions d'actionnement et l'isolation à l'état haut (géométrie de l'ancrage, modification de la résonance de MEMS, augmentation du coefficient de qualité). Ces travaux pourraient conduire à une amélioration supplémentaire du temps de commutation. De plus, faute de temps nous avons occulté toutes autres topologies de MEMS (parallèle, capacitif, etc.), l'utilisation de ces topologies devrait être envisagée dans les topologies que nous avons présentées.

Annexes

ANNEXE A : SYNTHESE DU FILTRE A STUBS

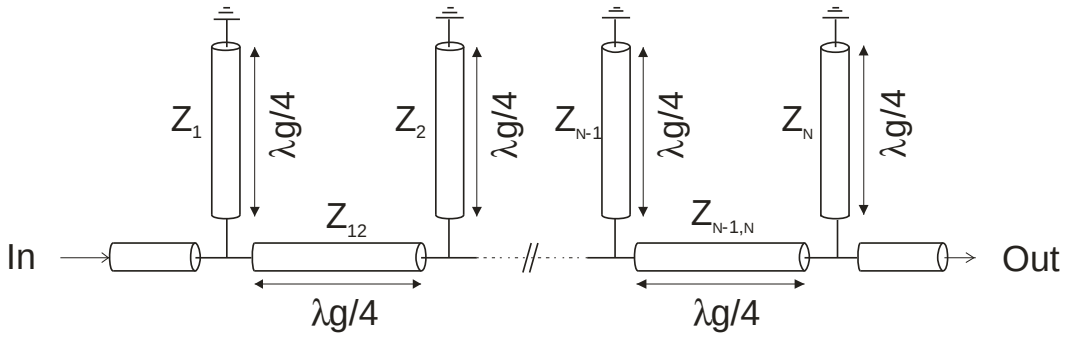


Figure A.1 : Filtre passe bande à stubs quart d'onde

La synthèse de ce type de filtre est proposée par G. Matthaei [1]. Les caractéristiques électriques du filtre sont les suivantes : f_0 la fréquence centrale, w la bande passante relative, Z_a le niveau d'impédance de normalisation et g_i les coefficients de Tchebycheff normalisés du filtre passe-bas.

On définit les paramètres suivant :

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{w}{2}\right) \qquad \text{et} \qquad C_a = 2.d.g_1 \qquad [1]$$

où d est un paramètre de liberté sans dimension permettant d'ajuster le niveau d'impédance des éléments. Il convient de conserver la valeur de ce paramètre d dans un intervalle compris entre 0.1 et 1.

A partir de ces différents paramètres, on définit les valeurs intermédiaires suivantes :

$$\frac{J_{1,2}}{Y_a} = g_0\sqrt{\frac{C_a}{g_2}} \qquad [2]$$

$$\left.\frac{J_{k,k+1}}{Y_a}\right|_{k=2..n-2} = \frac{g_0.C_a}{\sqrt{g_k.g_{k+1}}} \qquad [3]$$

$$\frac{J_{n-1,n}}{Y_a} = g_0 \sqrt{\frac{C_a . g_{n+1}}{g_0 . g_{n-1}}} \qquad [4]$$

$$N_{k,k+1}\Big|_{k=1..n-1} = \sqrt{\left(\frac{J_{k,k+1}}{Y_a}\right)^2 + \left(\frac{g_0 . C_a . \tan\theta_1}{2}\right)^2} \qquad [5]$$

Il est alors possible de calculer les valeurs des admittances caractéristiques des différentes lignes composant le filtre. Les équations déterminant ces valeurs pour les stubs sont :

$$Y_1 = g_0 . Y_a . (1-d) . g_1 . \tan\theta_1 + Y_a \left(N_{1,2} - \frac{J_{1,2}}{Y_a} \right) \qquad [6]$$

$$Y_k\Big|_{k=2..n-1} = Y_a \left(N_{k-1,k} + N_{k,k+1} - \frac{J_{k-1,k}}{Y_a} - \frac{J_{k,k+1}}{Y_a} \right) \qquad [7]$$

$$Y_n = Y_a . (g_n . g_{n+1} - d . g_0 . g_1) . \tan\theta_1 + Y_a \left(N_{n-1,n} - \frac{J_{n-1,n}}{Y_a} \right) \qquad [8]$$

Les impédances des inverseurs sont déterminées par :

$$Y_{k,k+1}\Big|_{k=1..n-1} = Y_a . \frac{J_{k,k+1}}{Y_a} \qquad [9]$$

ANNEXE B : SYNTHESE DU FILTRE A LIGNES COUPLEES QUART D'ONDE

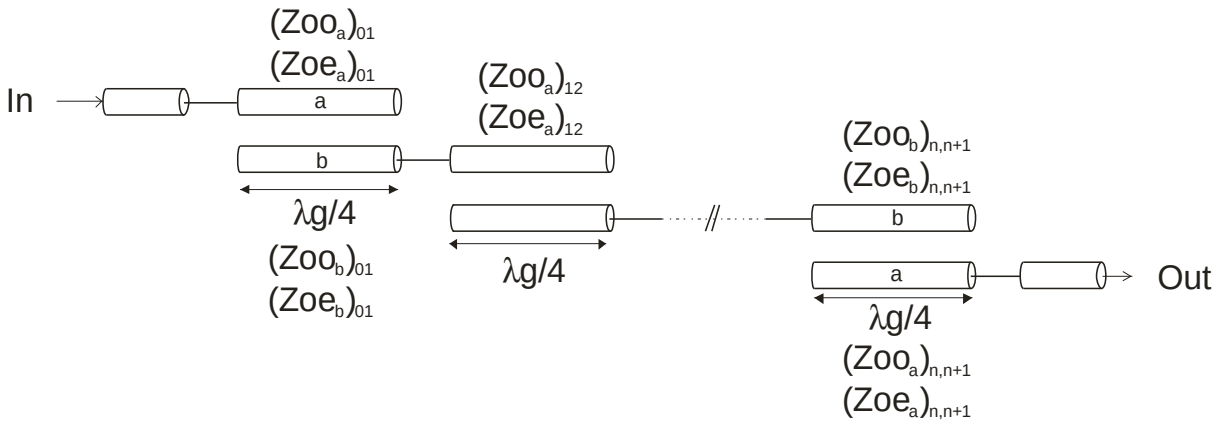


Figure A.2 : Filtre passe-bande à lignes couplées quart d'onde

La synthèse a été développée par Matthaei [1] et Cohn [2].

Soit f_0, w, Z_a et g_i, respectivement la fréquence centrale, la bande passante relative, l'impédance de normalisation du filtre et les coefficients de Tchebycheff normalisés du prototype passe-bas.

On définit le paramètre suivant :

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2}.(1-w) \qquad [1]$$

Pour les sections d'entrée et de sortie du filtre (*k=0* et *k=n*) :

$$J_{k,k+1} = \frac{1}{\sqrt{g_k.g_{k+1}}} \qquad [2]$$

$$\left(Z_{oo}^{a}\right)_{k,k+1} = Z_a.\left(\frac{J_{k,k+1}}{Z_a}.\sqrt{h}+1\right) \qquad [3]$$

$$\left(Z_{oe}^{a}\right)_{k,k+1} = 2Z_a - \left(Z_{oo}^{a}\right)_{k,k+1} \qquad [4]$$

$$\left(Z_{oe}^{b}\right)_{k,k+1} = \left(Z_{oe}^{a}\right)_{k,k+1} + h.Z_a.\left[\frac{\tan\theta_1}{2} + \left(\frac{J_{k,k+1}}{Z_a}\right)^2\right] - Z_a \qquad [5]$$

$$\left(Z_{oo}^{b}\right)_{k,k+1} = \left(Z_{oe}^{b}\right)_{k,k+1} + \left(Z_{oo}^{a}\right)_{k,k+1} - \left(Z_{oe}^{a}\right)_{k,k+1} \qquad [6]$$

Pour les autres sections du filtre (*1≤k≤n-1*) :

$$\frac{J_{k,k+1}}{Z_a} = \frac{1}{\sqrt{g_k.g_{k+1}}} \qquad [7]$$

$$M_{k,k+1} = \sqrt{\frac{\tan^2\theta_1}{4} + \left(\frac{J_{k,k+1}}{Z_a}\right)^2} \qquad [8]$$

$$\left(Z_{oe}\right)_{k,k+1} = h.Z_a.\left(M_{k,k+1} + \frac{J_{k,k+1}}{Z_a}\right) \qquad [9]$$

$$\left(Z_{oo}\right)_{k,k+1} = h.Z_a.\left(M_{k,k+1} - \frac{J_{k,k+1}}{Z_a}\right) \qquad [10]$$

On définit un paramètre de liberté sans dimension *h* permettant d'ajuster le niveau d'impédance des différentes sections de lignes couplées. Ce paramètre possède une valeur théorique permettant de fixer des niveaux d'impédances proches de 50 Ω, cette valeur est donnée par l'expression suivante :

$$h = \frac{1}{\frac{\tan\theta_1}{2} + \left(\frac{J_{01}}{Z_a}\right)^2} \qquad [11]$$

ANNEXE C : SYNTHESE DU FILTRE COMBLINE

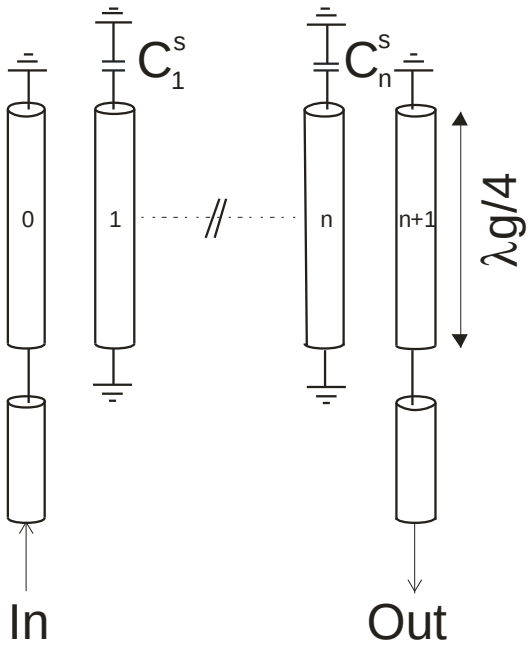


Figure A.3 : Filtre combline

Soit θ_0 la longueur électrique du résonateur à la fréquence centrale, w la bande passante du filtre, ε la permittivité absolue du milieu de propagation et ε_r la permittivité relative, il faut déterminer les admittances normalisées caractéristiques (Y_{aj}/Y_a) permettant d'obtenir un coefficient de qualité à vide optimal du résonateur. Au même titre que h, les paramètres Y_{aj} apparaissent comme un degré de liberté pour cette synthèse [1]. Une fois ce paramètre choisi, il suffit de déterminer :

$$\left.\frac{b_j}{Y_a}\right|_{j=1..n} = \frac{Y_{aj}}{Y_a}.\frac{\cot\theta_0 + \theta_0.\csc^2\theta_0}{2} \qquad [1]$$

$$\frac{G_{T1}}{Y_a} = \frac{w\frac{b_1}{Y_a}}{g_0.g_1} \qquad [2]$$

$$\frac{G_{Tn}}{Y_a} = \frac{w\frac{b_n}{Y_a}}{g_n.g_{n+1}} \qquad [3]$$

$$\left.\frac{J_{j,j+1}}{Y_a}\right|_{j=2..n-1} = w.\sqrt{\frac{b_j/Y_A \cdot b_{j+1}/Y_A}{g_j.g_{j+1}}} \qquad [4]$$

Les capacitances normalisées par unité de longueurs des résonateurs sont alors :

- Pour les transformateurs d'entrée et de sortie :

$$\frac{C_0}{\varepsilon} = \frac{376.7.Y_a}{\sqrt{\varepsilon_r}}.\sqrt{\left(1-\frac{G_{T1}}{Y_a}\right)} \qquad [5]$$

$$\frac{C_{n+1}}{\varepsilon} = \frac{376.7.Y_a}{\sqrt{\varepsilon_r}}.\sqrt{\left(1-\frac{G_{Tn}}{Y_a}\right)} \qquad [6]$$

- Pour les résonateurs 1 et *n* :

$$\frac{C_1}{\varepsilon} = \frac{376.7.Y_a}{\sqrt{\varepsilon_r}}.\left(\frac{Y_{a1}}{Y_a}-1+\frac{G_{T1}}{Y_a}-\frac{J_{12}}{Y_a}.\tan\theta_0\right)+\frac{C_0}{\varepsilon} \qquad [7]$$

$$\frac{C_n}{\varepsilon} = \frac{376.7.Y_a}{\sqrt{\varepsilon_r}}.\left(\frac{Y_{an}}{Y_a}-1+\frac{G_{Tn}}{Y_a}-\frac{J_{n-1,n}}{Y_a}.\tan\theta_0\right)+\frac{C_{n+1}}{\varepsilon} \qquad [8]$$

- Pour les autres résonateurs :

$$\left.\frac{C_j}{\varepsilon}\right|_{j=2,n-1} = \frac{376.7.Y_a}{\sqrt{\varepsilon_r}}.\left(\frac{Y_{aj}}{Y_a}-\frac{J_{j-1,j}}{Y_a}.\tan\theta_0-\frac{J_{j,j+1}}{Y_a}.\tan\theta_0\right) \qquad [9]$$

Les valeurs des capacitances mutuelles par unité de longueur sont :

$$\frac{C_{01}}{\varepsilon} = \frac{376.7.Y_a}{\sqrt{\varepsilon_r}}-\frac{C_0}{\varepsilon} \qquad [10]$$

$$\frac{C_{n,n+1}}{\varepsilon} = \frac{376.7.Y_a}{\sqrt{\varepsilon_r}} - \frac{C_{n+1}}{\varepsilon} \qquad [11]$$

$$\left.\frac{C_{j,j+1}}{\varepsilon}\right|_{j=1,n-1} = \frac{376.7.Y_a}{\sqrt{\varepsilon_r}}.\left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_a}.\tan\theta_0\right) \qquad [12]$$

Les valeurs des charges capacitives sont :

$$\left.C_j^s\right|_{j=1,n} = Y_a.\left(\frac{Y_{aj}}{Y_a}\right)\frac{\cot\theta_0}{\omega_0} \qquad [13]$$

ANNEXE D : SYNTHESE DU FILTRE INTERDIGITE

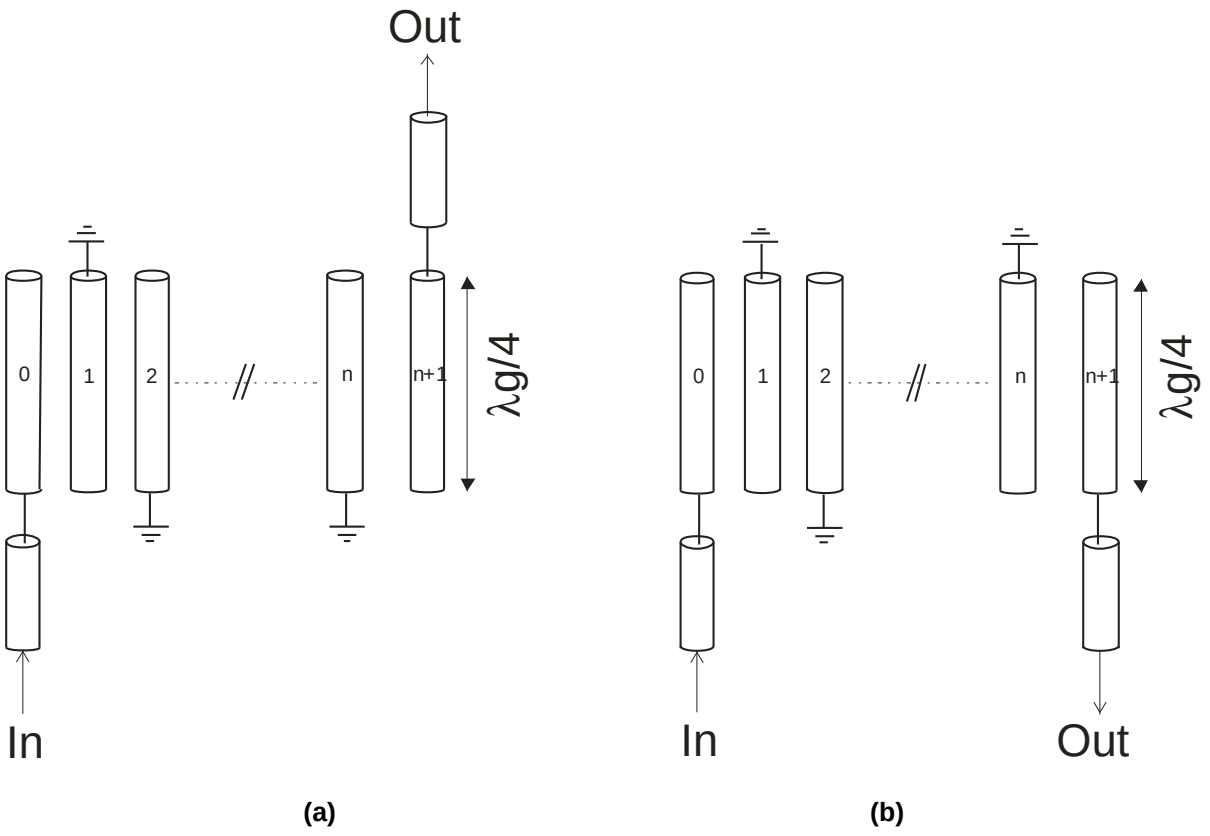


Figure A.4 : Filtres interdigités : (a) n pair et (b) n impair

Les équations de synthèse pour un tel filtre sont [1] :

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{w}{2}\right) \qquad [1]$$

$$\left.\frac{J_{k,k+1}}{Y_a}\right|_{k=0..n} = \sqrt{\frac{1}{g_n . g_{n+1}}} \qquad [2]$$

$$\left. N_{k,k+1}\right|_{k=1..n-1} = \sqrt{\left(\frac{J_{k,k+1}}{Y_a}\right)^2 + \frac{\tan^2\theta_1}{4}} \qquad [3]$$

$$M_1 = Y_a.\left(\frac{J_{01}}{Y_a}\sqrt{h}+1\right) \qquad [4]$$

$$M_n = Y_a.\left(\frac{J_{n,n+1}}{Y_a}\sqrt{h}+1\right) \qquad [5]$$

Comme pour les synthèses précédentes, *h* est un paramètre de liberté sans dimension permettant l'ajustement des niveaux d'admittance des résonateurs.

Les valeurs normalisées des capacitances par unité de longueur sont alors données par les équations suivantes :

- Pour les transformateurs d'entrée et de sortie :

$$\frac{C_0}{\varepsilon} = \frac{376.7.Y_a}{\sqrt{\varepsilon_r}}.\left(2Y_A - M_1\right) \qquad [6]$$

$$\frac{C_{n+1}}{\varepsilon} = \frac{376.7.Y_a}{\sqrt{\varepsilon_r}}.\left(2Y_A - M_n\right) \qquad [7]$$

- Pour les résonateurs 1 et *n* :

$$\frac{C_1}{\varepsilon} = \frac{376.7}{\sqrt{\varepsilon_r}}.\left\{Y_a - M_1 + h.Y_a\left[\frac{\tan\theta_1}{2} + \left(\frac{J_{01}}{Y_A}\right)^2 + N_{12} - \frac{J_{12}}{Y_A}\right]\right\} \qquad [8]$$

$$\frac{C_n}{\varepsilon} = \frac{376.7}{\sqrt{\varepsilon_r}}.\left\{Y_a - M_n + h.Y_a\left[\frac{\tan\theta_1}{2} + \left(\frac{J_{n,n+1}}{Y_A}\right)^2 + N_{n-1,n} - \frac{J_{n-1,n}}{Y_A}\right]\right\} \qquad [9]$$

- Pour les autres résonateurs :

$$\left.\frac{C_k}{\varepsilon}\right|_{j=2..n-1} = \frac{376.7}{\sqrt{\varepsilon_r}}.h.Y_a.\left(N_{k-1,k} + N_{k,k+1} - \frac{J_{k-1,k}}{Y_A} - \frac{J_{k,k+1}}{Y_A}\right) \qquad [10]$$

Enfin les capacités mutuelles normalisées par unité de longueur sont :

$$\frac{C_{01}}{\varepsilon} = \frac{376.7}{\sqrt{\varepsilon_r}}.(M_1 - Y_A) \qquad [11]$$

$$\frac{C_{n,n+1}}{\varepsilon} = \frac{376.7}{\sqrt{\varepsilon_r}}.(M_n - Y_A) \qquad [12]$$

$$\left.\frac{C_{k,k+1}}{\varepsilon}\right|_{k=1..n-1} = \frac{376.7.h.Y_a}{\sqrt{\varepsilon_r}}.\left(\frac{J_{k,k+1}}{Y_a}\right) \qquad [13]$$

ANNEXE E : TECHNOLOGIE MEMBRANE - PROCEDE TECHNOLOGIQUE

Etape	Opération	Produit	Epaisseur	Description
1	Nettoyage Pyranha	H_2O_2/H_2SO_4 puis HF		
2	Oxydation le substrat Si	O_2	0.8 µm	*Réalisation la membrane*
3	Déposition LPCVD	$Si_{3.4}N_4$	0.6 µm	
4	Déposition PECVD	$SiO_{0.7}N_{0.7}$	5 µm	
5	Métallisation pleine plaque	Ti/Au	100/500 nm	*Réalisation les conducteurs métalliques*
6	Dépôt et photolithographie	résine AZ 4562	10 µm	
7	Electrolyse	Au	2.4 µm	
8	Enlèvement résine AZ 4562	acétone		
9	Dépôt et photolithographie	résine 5214 (lift-off)	2.8 µm	
10	Gravure chimique Ti/Au	- KI + I2 - Buffer HF	100/500 nm	
11	Enlèvement résine AZ 5214	acétone		
12	Dépôt et photolithographie	résine AZ 1529 pour combler trous	2.7 µm	*Réalisation les ponts à air*
13	Dépôt et photolithographie	résine AZ 1529 sacrificielle	2.7 µm	
14	Métallisation pleine plaque	Au	100 nm	
15	Electrolyse pleine plaque	Au	2.9 µm	
16	Dépôt et photolithographie	résine AZ 1529	2.7 µm	
17	Gravure chimique Au	KI + I2	3 µm	
18	Collage wafer support	PLP100		*Libération de*

19	Dépôt et photolithographie face arrière	résine Shipley	18 µm	*la membrane*
20	Gravure plasma SiO_2 + $Si_{3.4}N_4$ face arrière	CF_4 + O_2	1.4 µm	
21	Gravure plasma Si face arrière	SF_6 et C_4F_8		
22	Décollage 2 wafers + enlèvement de résines	Acétone + AZ100 remover		*Libération*
23	Séchage	sécheur CO_2 super critique		

ANNEXE F : TECHNOLOGIE BCB SUR SI -PROCEDE TECHNOLOGIQUE

Etape	Opération	Produit	Epaisseur	Description
1	Nettoyage Pyranha	H_2O_2/H_2SO_4 puis HF		
2	Métallisation pleine plaque	Ti/Au	50/50 nm	*Réalisation la masse métallique*
3	Electrolyse pleine plaque	Au	1.9 µm	
4	Dépôt et photolithographie	résine négative	20 µm	*Réalisation les vias*
5	Electrolyse	Au	20 µm	
6	Métallisation pleine plaque	Ti	30 nm	*Déposition BCB*
7	Dépôt et photolithographie	BCB	20 µm	
8	Métallisation pleine plaque	Ti/Au	100/200 nm	*Réalisation les conducteurs métalliques*
9	Dépôt et photolithographie	Résine AZ 4562	10 µm	
10	Electrolyse	Au	2.7 µm	
11	Enlèvement résine AZ 4562	acétone		
12	Dépôt et photolithographie	résine 5214 (lift-off)	2.8 µm	
13	Gravure chimique Ti/Au	- KI + I2 - Buffer HF	100/200 nm	
14	Enlèvement résine AZ 5214	acétone		
15	Métallisation pleine plaque	Ti	50 nm	*Déposition la couche diélectrique sur électrodes du MEMs*
16	Dépôt et photolithographie	résine AZ 1529	2.7 µm	
17	Gravure Ti	Buffer HF	50 nm	
18	Enlèvement résine AZ 1529	acétone		
19	Dépôt PECVD	Si_3N_4	400 nm	
20	Dépôt et photolithographie	résine AZ 1529	2.7 µm	

21	Gravure plasma Si_3N_4	CF_4 - O_2	400 nm	
22	Enlèvement résine AZ 1529	acétone		
23	Dépôt et photolithographie	résine AZ 1529 pour combler trous	2.7 µm	*Réalisation la partie mobile du cantilever*
24	Dépôt et photolithographie	résine AZ 5214 sacrificielle	1.5 µm	
25	Dépôt et photolithographie	résine AZ 5214 sacrificielle	1.5 µm	
26	Métallisation pleine plaque	Au	100 nm	
27	Electrolyse pleine plaque	Au	1.9 µm	
28	Dépôt et photolithographie	résine AZ1529	2.7 µm	
29	Gravure chimique Au	KI + I2	2 µm	
30	Enlèvement tous de résines	acétone + AZ100 remover		*Libération*
31	Séchage	sécheur CO_2 super critique		

BIBLIOGRAPHIE DES ANNEXES

[65] G. L. MATTHAEI, L. YOUNG, E. M. T. JONES
« Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures »
ARTECH HOUSE, Dedham MA, 1980.

[66] S. B. COHN
« Parallel-coupled Transmission Line Resonator Filters »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 6, pp. 223 – 231, April 1958.

Liste des travaux

LISTE DES TRAVAUX

Publications internationales

T. M. VU, G. PRIGENT, R. PLANA

“ Membrane Technology for Bandpass Filter in W-Band ”

Wiley Interscience *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, No. 6, pp. 1393 – 1397, June 2010.

Communications internationales

T. M. VU, G. PRIGENT, J. RUAN, A. RUMEAU, P. PONS, R. PLANA

“ Fabrication and characterization of RF-MEMS switch in V-band ”

IEEE Asia Pacific Microwave Conference 2009, APMC 2009, Singapore, December 2009.

G. PRIGENT, T. M. VU, R. PLANA

“ Synthesis for Tunable Dual Behavior Resonator ”

IEEE Asia Pacific Microwave Conference 2009, APMC 2009, Singapore, December 2009.

T. M. VU, G. PRIGENT, R. PLANA

“ Reconfigurable Dual Behavior Resonator in BCB Technology ”

International Workshop on Microwave Filters, CNES Toulouse (France), November 2009.

T. M. VU, G. PRIGENT, R. PLANA

“ BCB Technology for MEMs Based Reconfigurable Dual Behavior Resonator ”

10th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems, MEMSWAVE 2009, Trento (Italy), July 2009.

T. M. VU, G. PRIGENT, R. PLANA

“ MEMs based reconfigurable dual behavior resonator using BCB technology in W-frequency range ”

IEEE International Newcas-Taisa joint conference, Toulouse (France), July 2009.

T. M. VU, G. PRIGENT, L. MAZENQ, L. BARY, A. RUMEAU, R. PLANA

“ Design of Bandpass Filter in W-Band on a Silicon Membrane ”

IEEE Asia Pacific Microwave Conference 2008, APMC 2008, Hong Kong (Chine), 16-20 December 2008.

M. K. M. SALLEH, G. PRIGENT, T. M. VU, R. CRAMPAGNE

“ Synthesis of tuneable ring-based bandpass filter ”

IEEE Asia Pacific Microwave Conference 2008, APMC 2008, Hong Kong (Chine), 16-20 December 2008.

T. M. VU, A. DIALLO, C. LUXEY, G. KOSSIAVAS

“Optimization of the size and the shape of a Wheeler Cap for mobile phone-antenna efficiency measurements ”

2nd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 11-16 November 2007.

Communications nationales

T. M. VU, G. PRIGENT, R. PLANA

“ Résonateur reconfigurable à MEMS RF en technologie Si-BCB ”

16èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2009), Grenoble (France), 27-29 Mai 2009.

G. PRIGENT, T. M. VU, R. PLANA

“ Synthèse résonateur DBR accordable en fréquence ”

16èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2009), Grenoble (France), 27-29 Mai 2009.

M. K. M. SALLEH, T. M. VU, G. PRIGENT

“ Synthèse de filtre pseudo-elliptique accordable en fréquence ”

16èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2009), Grenoble (France), 27-29 Mai 2009.

T. M. VU, G. PRIGENT, R. PLANA

“ Conception de filtre passe bande en bande W sur membrane de silicium ”

11èmes Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique (JNRDM), Bordeaux (France), 14-16 Mai 2008.

Chapitre d’ouvrages

G. PRIGENT, T.M. VU, E. RIUS, R. PLANA

“Trends on Silicon Technologies for Millimetre-Wave Applications up to 220 GHz”

Microwave and Millimeter Wave Technologies: from Photonic Bandgap Devices to Antenna and Applications, IN-TECH, March 2010, ISBN : 978-953-7619-66-4.

Résumé

Avec l'émergence d'applications aux fréquences millimétriques et sub-millimétriques telles que les communications inter-satellites, les réseaux de communications haut débit, les radars anticollision ou l'imagerie micro-onde, nous sommes confronté aux exigences liées à ce domaine de fréquence. Ces exigences se reportent sur les aspects performances électriques des systèmes d'une part, et d'autre part sur les technologies mises en œuvre pour leur réalisation. En effet, avec l'augmentation sans cesse grandissante du nombre d'utilisateurs du spectre de fréquence, la sélectivité des composants est un paramètre essentiel. Cette sélectivité va contraindre les performances des dispositifs en termes de pertes, de bande passante, de réjection hors bande, notamment pour les filtres qui constituent l'une des briques de base les plus présentes dans les systèmes actuels. De plus, ces systèmes doivent s'adapter à plusieurs standards de télécommunication. Afin de répondre à cet aspect multinorme tout en réduisant les coûts de production, on assiste à la multiplication de fonctions reconfigurables en fréquence. Enfin, dans cette gamme de fréquence le niveau de précision technologique doit être en rapport avec les faibles longueurs d'onde mises en jeu.
C'est dans ce contexte que s'inscrivent ces travaux de recherche dont l'objectif est de réaliser des fonctions agiles en fréquence en bande millimétrique exploitant les potentialités des filières Micro Electromécaniques (MEMS RF) sur Silicium.

Ces travaux s'articulent autours de trois axes : technologie, topologie et synthèse. Dans un premier temps, nous explorons les potentialités des différentes filières technologiques sur silicium vis-à-vis de la réalisation de fonctions passives en bande millimétriques. Compte tenu de ses bonnes performances électriques nous mettons en évidence l'intérêt de la filière TFMS (Thin Film Microstrip) sur BCB (BenzoCycloButhène) tant pour la fonction de filtrage que pour la conception de MEMS-RF.

La deuxième partie de l'étude traite de la mise en œuvre de nouvelles topologies de filtres accordables en fréquence dont les performances électriques sont conservées sur une large gamme de fréquence. En effet, les limitations de l'excursion en fréquence sont généralement liées à la dégradation progressive du niveau d'adaptation dès que l'on s'écarte de la fréquence nominale. Une solution consiste donc à développer des topologies auto-adaptatives pour lesquelles nous proposons des synthèses permettant de déterminer tant la valeur des composants assurant l'agilité en fréquence que leur position dans le circuit.

La dernière partie est consacrée à la mise en œuvre d'un MEMS-RF répondant aux exigences de la gamme de fréquence à savoir rapidité de commutation, répétitivité des performances. La topologie étudiée est un cantilever à contact ohmique dont les temps de commutation sont de l'ordre de quelques microsecondes. Cette topologie a été mise en œuvre pour une la conception de filtres accordable de la bande W (94 GHz) à la bande V (60 GHz).

Mots clés

Filtre planaire - Filtre reconfigurable - MEMs RF - Nouvelle topologie de filtre - Synthèse - Technologie silicium